Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
l'antenna
Anno XXVII - Febbraio 1955
NUMERO
2
LIRE 250

STRUMENTI DI MISURA RADIOELETTRICI
O.H.M.
ING. E. PONTREMOLI

qualità e prezzo
nella produzione
di grande serie
RADIOCONI
milano
via della maddalena, 3

LABORATORI COSTRUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI
VIA PANTELLERIA, 24 - MILANO - TELEF. 991.267 - 991.268

VOLTOHMMETRO ELETTRONICO
Mod. 753 - B

CARATTERISTICHE GENERALI: Misure di tensioni c.c. e c.a. da 0,1 a 1000 volt in 6 portate — Misure di resistenza da 0,2 Ω a 1000 MΩ in 6 portate — Larghezza di banda per misure c.a. senza sonda R. F. da 30 Hz a 100 KHz — Larghezza di banda per misure c.a. con sonda R.F. da 1500 Hz a 225 MHz — Tensioni misurabili con sonda R.F. da 0,1 a 30 volt — Resistenza d'ingresso per misure in c.c. 10 MΩ — Resistenza galvanica d'ingresso per misure c.a. senza sonda R.F. 1 MΩ con 10 pF — Resistenza galvanica d'ingresso per misure c.a. con sonda R.F. 1 MΩ con 3,5 pF — Misure di A.T. con puntale esterno fino a 30 KVolt — Strumento di precisione con scale tarate in ohm, volt c.c. e c.a. ed in dB: Valvole impiegate 6AL5 - 12AT7 — Alimentazione c.a. per tensioni da 110 a 220 volt 50 Hz.

OSCILLOGRAFO A RAGGI CATODICI
Mod. 1251

CARATTERISTICHE GENERALI: Diametro dello schermo 125 m/m — Colore della traccia, verde a corta persistenza — Amplificatore verticale larga banda - lineare da 20 Hz a 4,5 MHz - alta sensibilità - lineare da 20 Hz a 200 KHz — Amplificatore orizzontale lineare da 20 Hz a 200 KHz — Fattore deflessione amplif. verticale alta sensibilità 1 mV/m/m picco-picco - larga banda 10 mV/m/m picco-picco — Fattore deflessione amplif. orizzontale 20 mV/m/m picco-picco — Resistenza ingresso amplif. verticale 1,5 MΩ — Capacità ingresso amplif. verticale circa 20 pF — Asse tempi da 20 Hz a 50 KHz in 5 gamme — Sincronismo interno, esterno, rete — Modulazione esterna asse Z — Ritorno di traccia soppresso automaticamente — Connessione diretta placche deflettrici ingresso bilanciato - Resistenza ingresso 6,5 MΩ - capacità ingresso circa 10 pF — Valvole impiegate 5UP1 - 5Y3 - 5Y3 - 6J6 - 6J6 - 6J6 - 6J6 - 6C4 - 6C4 - 6C4 — Alimentazione ca. per tensioni di rete da 110 a 220 V.

ANALIZZATORE TELEVISIVO
Mod. 654

CARATTERISTICHE GENERALI. — Generatore a modulazione di frequenza: Gamme di frequenze 2÷124, 174÷236 MHz. — Ampiezza di deviazione 0÷20 MHz, regolabile con continuità. — Frequenza di deviazione 50 Hz. — Impedenza d'uscita 70 Ω, costante. — Massimo segnale d'uscita a R.F. 0,2 V su tutte le frequenze.

Generatore di calibrazione: Gamme di frequenze 4÷8, 8÷16, 16÷32, 28÷57, 56÷114, 112÷228 MHz. — Oscillatori fissi aggiuntivi a) alle frequenze delle cinque portanti video dei canali italiani; b) a 5.5 MHz per il controllo delle portanti video-suono; c) a quarzo con elevato contenuto d'armoniche avente la funzione di oscillatore di controllo.

Oscilloscopio: Diametro dello schermo 70 mm. — Amplificatore lineare entro 3 dB da 30 Hz a 150 kHz. — Fattore di deflessione 0.005 V/mm. picco-picco. — Resistenza galvanica e capacità d'ingresso 1 MΩ, 30 pF. — Frequenza asse tempi 400 Hz÷8 kHz lineare, oppure 50 Hz sinusoidale. — Amplificazioni X e Y e sincronismo regolabili manualmente.

Voltohmmetro eelttronico: Misure tensioni c.c. e c.a. 0,1÷1000 V in 6 portate. — Misure tensioni con sonda R.F. 0,1÷30 V in 3 portate. — Misure tensioni c.c. con puntale per A.T. fino a 30 kV. — Misure di resistenze 0,2 Ω÷1000 MΩ in 6 portate. — Banda di frequenza per misure c.a. senza sonda R.F. 30 Hz÷100 kHz. — Banda di frequenza per misure c.a. con sonda R.F. 1500 Hz÷225 MHz. — Resistenza d'ingresso per misure c.c. 10 MΩ. — Resistenza d'ingresso per misure c.a. senza sonda R.F. 1 MΩ con 10 pF. — Resistenza galvanica d'ingresso c.a. con sonda R.F. 1 MΩ con 3,5 pF. — Scale strumento tarate in ohm, volt c.c., volt c.a., dB.

Tubi utilizzati: n. 18: 12AU7, 12AT7, 0A50, 0A50, 6J6, 6C4, 0A50, 0A50, 6CB6, 6CB6, 6CB6, 6BE6, DG7/2, 6AL5, 12AT7, 5Y3, 5Y3, 0A2.

Alimentazione: per tensioni di rete da 110 a 220 V, 50 Hz.

GENERATORE SEGNALI TV - Mod. 153

CARATTERISTICHE GENERALI: Gamma frequenza oscillatore **sweep** da 2 MHz a 90 MHz - da 174 MHz a 216 MHz - in 4 gamme — Gamma frequenza oscillatore **marker** da 4 MHz a 220 MHz - in 3 gamme multiple — Precisione taratura **marker** migliore del 1 % — Ampiezza di spazzolamento da 0 a 20 MHz con senso reversibile regolabili con continuità variazione logaritmica — Frequenza di spazzolamento 50 Hz (frequenza rete) — Segnale mass. uscita R.F. circa 0,5 V su tutte le frequenze — Impedenza d'uscita 30 Ω costante — Attenuatore a decade e lineare — Modulazione in ampiezza 400 Hz Profondità 30 % — Traccia di ritorno, possibilità di soppressione — Regolazione di fase necessaria per la sovrapposizione della doppia curva — Segnale d'uscita per asse X oscillografo sinusoidale a frequenza rete — Modulazione Video, segnale marker modulato in ampiezza — Valvole impiegate 5Y3 - 0A2 - 6J6 - 6C4 - 6C4 - 12AU7 - 6AK6 — Alimentazione ca. per tensioni di rete da 110 a 220 V.

cavi per alta frequenza

INDUSTRIA NAZIONALE CAVI ELETTRICI - TORINO

VIA ANTONIO BANFO N. 5 - TELEFONO N. 21.291 (multiplo) - TELEGRAMMI **INCET** - TORINO

AL MONTE.... AL PIANO.... OVUNQUE

RADIO & TV
GELOSO

La marca dal prestigio internazionale

GELOSO - RADIO & TV - VIALE BRENTA, 29 - MILANO

1920

TRADIZIONE

TECNICA

QUALITA'

1954

IL MONDO ALLO SPECCHIO

Radio
ALLOCCHIO
BACCHINI
Televisione

TRADIZIONE ~ TECNICA ~ QUALITÀ

SAIGA GENOVA

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI

Direzione - *MILANO - S. M. BELTRADE, 1 - TEL. 803116 - 803117*
Stabilimenti - *MILANO - L. ORNATO, 64 - Tel- 600161 - V.le ABRUZZI, 54*
Filiale di Firenze - *VIA FRATELLI ROSSELLI, 33 - Tel. 283077*
Filiale di Roma . *VIA SERVIO TULLIO, 20a - Tel. 474433*
Filiale di Bari - *PIAZZA GARIBALDI, 62 - Tel. 12426*

X

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

MILANO - Viale Abruzzi N 38 - Telefoni N. 200.381 - 222.003 - MILANO

Tester analizzatore

capacimetro misuratore d'uscita

Modello brevettato 630 "I.C.E."

E' uno strumento completo, veramente professionale, costruito dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le sue molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive, **esso è stato brevettato sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e viene ceduto a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera! Esso presenta i seguenti requisiti:
Altissima sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5000 Ohm x Volt), **27 portate differenti!** Esse soddisfano largamente tutte le misure possibili nel campo radiotecnico, elettrotecnico, industriale ed acustico.

Assenza di commutatori sia rotanti che a leva !!!
Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!

Capacimetro con doppia portata
e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettroiltici (da 1 a 100-uF).

Misuratore d'uscita
tarato sia in Volts come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 dB = 1 mW su 600 Ohm di impedenza costante. (5 portate differenti).

Misure d'intensità
in 5 portate da 500 microampère fondo scala fino a 5 ampère.

Misure di tensione
sia in C. C. che in C. A. ad altissima sensibilità (5000 Ohm x Volt) con possibilità di letture da un decimo di Volt a 1000 Volt in 5 portate differenti. A richiesta possiamo fornire un puntale separato ad alto isolamento per misrue fino a 25.000 Volt:

Ohmmetro a 5 portate
(x 1 - x 10 - x 100 - x 1.000 - x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm massimo 100 «cento» megaohm!)
Dimensioni mm. 96 × 140; Spessore massimo: solo 38 mm. Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile. - Peso gr. 500.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori **L. 8.860!** Lo strumento viene fornito completo di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volt franco ns/ stabilimento. A richiesta: astuccio in vinilpelle L. 480.

LESA

PS1/B

- **dopo 25 anni di esperienza questo è l'articolo più significativo creato dalla "LESA" per solennizzare il suo GIUBILEO.**
- **La più perfetta e completa creazione superiore alla migliore produzione mondiale.**
- **PROVATE E CONFRONTATE!**

giradischi a tre velocità

con cambio di velocità a leva

LESA - Milano - Via Bergamo 21 - Tel. 554.341/2/3

BOBINATRICE K. 47

CARATTERISTICHE PRINCIPALI:

Avvolgimento fili ..... da mm. 0,05 a 1,25
Diametro massimo avv. mm. 300
Lunghezza avv. ...... mm. 250

Lunghezza macchina mm. 750 ca.
Larghezza » » 300
Altezza » » 270
Peso » Kg. 30
Potenza richiesta HP. 1/3 (185)

MACCHINA BOBINATRICE AUTOMATICA PER AVVOLGIMENTI ELETTRICI LINEARI

MACCHINA PER AVVOLGIMENTI DI:

Trasformatori Radio - Televisione ed Elettrici in genere - Bobine per spinterogeni - Altoparlanti - Magneti - Apparecchi elettromedicali e Tecnici in genere, ecc., ecc.

Richiedere catalogo illustrato

URAMA-KABA S.p.A. CORSO VITTORIO EMANUELE, 37-b - **MILANO** - TELEFONO 700.563
Stabilimento: SESTO S. GIOVANNI - Viale FRATELLI CASIRAGHI, 41 - Tel. 289.155

Amplifono R3V

Valigia fonografica con complesso a 3 velocità

Elegante

Economica

Leggera

FARO: Via CANOVA, 35 MILANO Tel. 91.619

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Sede: Via Col di Lana, 36 tel. 4102 • **MILANO** - Filiale: Via C. del Fante, 14 tel. 383371

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE-101

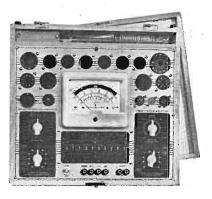
T V

GENERATORE DI BARRE
Mod. GB-101

ANALIZZATORE
Mod. AN-19
SENSIBILITÀ 10.000 Ω V.

"MICROTESTER"
Mod. AN-20
SENSIBILITÀ 5000 Ω V.

ANALIZZATORE
Mod. AN-18
SENSIBILITÀ 5000 Ω V.

PROVAVALVOLE TESTER mod. PVT-440
SENSIBILITÀ 5000 Ω V.

Richiedeteci i fogli tecnici particolareggiati degli apparecchi che Vi interessano

Rag. Francesco Fanelli

VIALE CASSIODORO 3 - **MILANO** - TELEFONO 496056

FILI ISOLATI

FILO LITZ PER TUTTE LE APPLICAZIONI ELETTRONICHE

CAVO COASSIALE SCHERMATO PER DISCESE AEREO TV 300 ohm

MEGA RADIO

TORINO
Via Giacinto Collegno, 22
Telefono 77.33.46

MILANO
Foro Bonaparte, 55
Telefono 86.19.33

Generatore di segnali
(Sweep Marcher)
Mod. 106-A - Serie TV

CONVENIENZA!

Oscillografo a larga banda
Mod. 108-A - Serie TV

GARANZIA!

Videometro
(Generatore di barre)
Mod. 102 - Serie TV

RENDIMENTO!

Grid Dip Meter
Mod. 112-A - Serie TV

PRECISIONE!

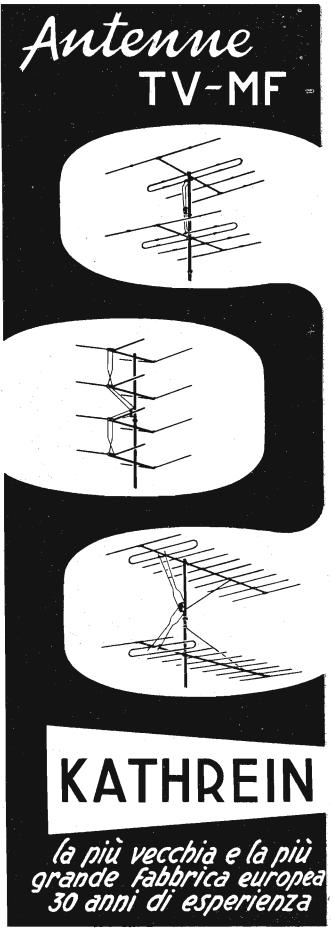
Voltmetro elettronico
Mod. 104-A - Serie TV

Super Analizzatore « Constant »
Mod. 101 - Serie TV

QUALITÀ!

Altri strumenti di produzione **Analizzatore « Pratical » - Analizzatore « T.C. 18 D » - Oscillatore Modulato « C.B.V. » - « Combinat »** (Complesso analizzatore oscillatore) - **Provavalvole « P.V. 20 D »** Serie TV - **Avvolgitrici Brevetti « Megatron »** Serie oro 1955.

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

VIA TORQUATO TASSO, 7 - **MILANO** - TEL. 432.241 - 462.319

VICTOR

DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A. BOLOGNA

2

FEBBRAIO 1955

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXVII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.
Amministratore unico . . . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile . dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « l'antenna » e la sezione « televisione » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa L. 250; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 2500 più 50 (2 %) imposta generale sull'entrata); estero L. 5000 più 100. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Notiziario Industriale

Rubriche fisse

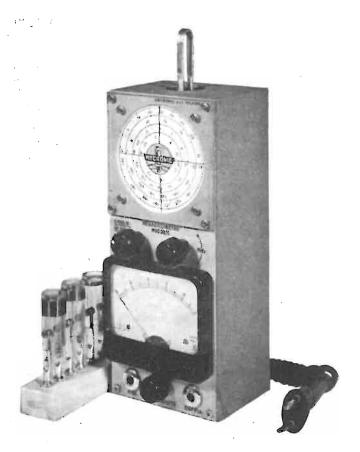
ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. 130/S

Sonda per R. F. con tubo elettronico - Misura capacità da 10 PF a 4000 PF - Sonda per A. T. fino a 50000 V.

Per la misura del valore fra picco e picco di tensioni di forma qualsiasi da o,2 a 4200 V; del valore efficace di tensioni sinoidali da o,1 a 1500 V; di tensioni c. c. positive e negative da 0,1 a 1500 V; di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; di capacità da 10 pF a 4000 pF. Con la Testina R. F. le misure di valore efficace si estendono fino a 250 MHz.

MISURATORE DI CAMPO Mod. 105/S

Sensibilità da 5 μ V 50.000 μ V

Per la determinazione dell'antenna più adatta in ogni luogo, anche dove il campo è debolissimo. Per la determinazione dell'altezza e dell'orientamento delle antenne. Per la ricerca di riflessioni. Controllo dell'attenuazione delle discese, del funzionamento dei Booster di impianti multipli ecc.

MEGACICLIMETRO Mod. 32/S

Taratura di frequenza: ± 2% - Portata: 2MHz ÷ 360 MHz generatore di barre

Per determinare frequenze di risonanze di circuiti accordati, antenne, linee di trasmissione, condensatori di fuga, bobine di arresto ecc. Per misure di induttanze e capacità. Può essere usato come generatore di segnali, marker, generatore per TV. Modulato al 100% con barre ecc.

RICHIEDETE BOLLETTINI DI INFORMAZIONI **MECRONIC**

MECRONIC - FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
s. r. l.
MILANO - VIA GIORGIO JAN 5 (PORTA VENEZIA) TELEF. 221-617

Un Grande Dimenticato

La riconoscenza del consorzio umano organizzato, verso gli inventori o creatori di apparati apportatori di civiltà e benessere, è sovente bizzarra, manchevole ed ingiusta.

Si potrebbero infatti citare numerosi cosi di inventori misconosciuti e dimenticati ed altrettanto numerosi casi di inventori che senza meriti di eccezionale valore sono stati portati alle stelle.

Esiste già da parecchi decenni quel tanto ambito premio annuale dell'Accademia Svedese delle Scienze istituito alla morte ed in onore del grande scienziato Nobel, che rappresenta in numerosi settori della scienza e dell'intelletto umano, un periodico riconoscimento dei meriti di inventori o scienziati o letterati che si sono particolarmente distinti nel corso della loro vita.

Consideriamo per un istante il nostro settore di attività: il settore radioelettronico.

Nel lontano 1897 Guglielmo Marconi scopriva e dimostrava praticamente la possibilità di stabilire comunicazioni a distanza per mezzo delle onde radio. Nel 1909 veniva attribuito solennemente a Marconi il Premio Nobel per la Fisica a giusto riconoscimento del suo grande contributo alla radiotelegrafia.

E' noto altresì che la radiotelegrafia ed in genere tutta la radiotecnica si trovava praticamente ad un punto morto, nel periodo di tempo precedente l'avvento dei tubi elettronici, che hanno improvvisamente dato inizio alla così detta era elettronica che ha recato all'umanità i portentosi frutti che tutti conosciamo.

E' arcinoto e riconosciuto da tutti senza contrasto alcuno, che l'inventore del triodo, capostipite di tutti i tubi elettronici è lo scienziato americano Lee De Forest.

E sebbene siano trascorsi ormai molti anni dal 1916, data dell'invenzione del triodo, ad oggi, nessun premio Nobel è stato sinora attribuito al Dr. Lee De Forest.

Credo che non occorra spendere molte parole per porre in evidenza l'enorme importanza che ha avuto nel corso della civiltà l'avvento dei tubi elettronici e della relativa tecnica.

La radiofonia, la televisione, il radar, i cervelli elettronici e tutte le infinite applicazioni della moderna tecnica elettronica non sarebbero state possibili senza i tubi elettronici, originati dal triodo del De Forest.

Ciò nonostante, il Dr. De Forest nella sua grande modestia, schivo di ogni publicità rumorosa, non ha ancora avuto nel riconoscimento di risonanza mondiale di cui sarebbe degno.

Si consideri altresi che il Dr. Lee De Forest, all'età di 82 anni è tuttora come si suol dire « sulla breccia » nel campo scientifico elettronico.

Indipendentemente dall'invenzione del triodo, egli ha al suo attivo numerose altre invenzioni e scoperte ed è il titolare di più di 300 brevetti.

A Lui sono da attribuirsi circuiti elettronici che costituiscono altrettante pietre miliari nello sviluppo della radiofonia e della tecnica degli amplificatori.

Un sensibile apporto ha dato inoltre il De Forest alla tecnica della registrazione sonora su film, contribuendo così, al rapido sviluppo del film sonoro.

Egli ha avuto nel corso della sua vita innumerevoli riconoscimenti ed onori in tutte le parti del mondo con manifestazioni ristrette entro una limitata cerchia di tecnici estimatori ed ammiratori.

Anche l'estate scorsa a Parigi è stata organizzata in suo onore una manifestazione scientifica internazionale.

Scienziati, studiosi, e tecnici di tutto il mondo si sono oggi resi conto che De Forest non ha avuto tutti quei riconoscimenti di più vasta portata che Egli merita. Questo grande benefattore dell'umanità che potrebbe chiamarsi il Padre dell'elettronica non ha ancora avuto, come Marconi, il suggello mondiale del Premio Nobel. Ho voluto richiamare il nome del nostro Marconi perchè tutto l'attuale portentoso sviluppo della radio-elettronica è scaturito proprio dalle scoperte del binomio Marconi-De Forest: due grandi nomi e due tappe prodigiose nel campo della radio.

Ci facciamo oggi interpreti del pensiero di tutti i radiotecnici italiani di veder attribuito quest'anno dalla Reale Accademia Svedese delle Scienze il Premio Nobel per la Fisica al Dr. Lee de Forest dopo quasi quarant'anni dall'invenzione del triodo.

Meritatissimo premio anche alla esistenza esemplare di questo grande benefattore del genere umano.

A. Banfi

Il Controllo Automatico di Frequenza e

Necessità del controllo automatico di frequenza e di fase — Primi circuiti di sincronizzazione automatica — Il circuito di Wendt e Fredendall — Il rivelatore di fase bilanciato — Il meccanismo di un sistema di controllo automatico di frequenza e di fase — Sistemi di sincronizzazione delle basi dei tempi — Definizioni relative al sincronismo dei televisori — Sistemi di controllo automatico di frequenza e di fase.

1. - NECESSITÀ DEL C.A.F.F. - PRIMI CIRCUITI DI SINCRONIZZAZIONE AUTOMATICA.

I VARI TIPI di generatori di deviazione comandati da un solo impulso sincronizzante per ogni ciclo, descritti nei paragrafi precedenti, possono mantenere soddisfacentemente il sincronismo nel ricevitore alla condizione che non intervengano disturbi violenti sotto forma di tensioni impulsive. La presenza di questi ultimi può portare facilmente alla perdita del sincronismo per il principio su cui è fondato il funzionamento dello sganciamento dell'oscillatore rilassatore. Infatti questo non può distinguere se un guizzo di tensione che gli perviene sia dovuto ad un regolare impulso sincronizzante o ad altra causa; perciò un disturbo che preceda di poco l'impulso regolare e di ampiezza tale da invadere la regione d'ultra nero, può provocare lo sganciamento dell'oscillatore che produce un dente di sega sfasato ed intempestivo a tutto danno della incronizzazione.

La fig. 1 chiarisce la situazione: nella prima linea è rappresentato il segnale video completo con forti disturbi dovuti a parassiti, che oltrepassano il livello del nero ed invadono la regione del sincro. La situazione presenta un forte impulso disturbante in prossimità di un regolare impulso sincronizzante di linea, il quale è pure deformato dalla persistenza dle parassita. La seconda linea mostra ciò che vi è dopo la separazione del sincro dal video; sono presenti tre impulsi: 1 e 2 dovuti ai disturbi, 3 è il segnale sincro linea. La terza linea mostra i cicli della tensione v_g dell'oscillatore bloccato.

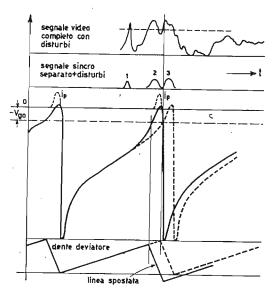



Fig. 1 - Condizione di lavoro di un oscillatore rilassato in presenza di forti disturbi

La quarta linea indica la tensione o corrente a dente di sega per deflettere il pennello elettronico. Il guizzo 1 pur avendo un'ampiezza considerevole rimane inattivo, perchè incide circa a metà del ciclo e quindi è insufficiente a sbloccare l'oscillatore, perchè la tensione risultante di griglia è minore del potenziale di interdizione V_{g0}.

L'impulso 2 invece incide in prossimità della fine del ciclo quando l'oscillatore è maturo per lo sganciamento; esso riesce quindi a sbloccarlo in anticipo portando la griglia oltre V_{g0} prima del tempo giusto. Si ha un guizzo di corrente anodica e si inizia un ciclo prematuro secondo le linee a tratto pieno per v_g e v_d (o i_d). In condizioni normali l'impulso regolare sincronizzante 3 avrebbe provocato i cicli v_g e v_d (o i_d) segnati

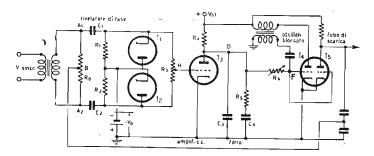



Fig. 2 - Circuito di sincronizzazione controllato in frequenza e fase.

tratteggiati. Sul quadro si ossera in corrispondenza al ciclo anticipato una linea spostata dalla sua posizione normale. Le medesime condizioni si ripetono se in luogo di impulsi sincro linea si considerano gli impulsi di sincronizzazione di quadro. In quest'ultimo caso il disturbo si manifesta con un movimento verticale dell'immagine sullo schermo del tubo catodico.

Può verificarsi il caso in cui un segnale sincronizzante venga cancellato da un disturbo, in tal caso l'oscillatore bloccato rimane inattivo finchè la sua tensione di griglia raggiunge il potenziale di interdizione secondo la curva di scarica alla frequenza naturale, che è minore di quella di sincronismo, col risultato di perder nuovamente quest'ultimo.

Si rende perciò necessaria l'adozione di un sistema automatico di controllo di sincronismo. Esso è ottenuto sfruttando il principio del controllo automatico di frequenza e fase (C.A.F.F.) applicato al gen ratore di deviazione mediante una tensione contin a detta di errore, o di controllo, o di correzione, dipendente dal valor medio degli impulsi di sincronizzazione, tensione che mantiene in passo il generatore, il quale non è più comandato da un singolo impulso ad ogni singolo ciclo. Si perviene in tal modo ai cosiddetti « circuiti volano » ossia stabilizzatori.

Gli impulsi dovuti ai parassiti avvengono ad intervalli irregolari di tempo e quindi sono praticamente senza effetto sul valor medio della tensione sincronizzante. Conseguentemente la tensione di controllo che determina la frequenza dell'oscillatore è quasi indipendente dai disturbi, e il sincronismo può essere conservato anche in presenza di forti parassiti.

di Fase (C.A.F.F.) - I Circuiti Volano

(parte prima)

dott. ing. Antonio Nicolich

1. 1. - Circuito di Wendt e Fredendall.

Nel 1943 K. R. WENDT e G. L. FREDENDALL descrissero il seguente sistema di controllo automatico di frequenza e fase di sincronizzazione, lo schema di principio del quale è rappresentato in fig. 2. Nel ricevitore seguono alla separazione dei segnali di linea da quelli di quadro, nell'ordine: un discriminatore (rivelatore di fase), un filtro e l'oscillatore bloccato. Il rivelatore di fase riceve nei punti A_1 A_2 il segnale sincronizzante e nel punto B l'onda a dente di sega ricavata dall'uscita dell'oscillatore bloccato. La tensione di controllo prodotta in D dal discriminatore e amplificata da T_3 contiene l'informazione riguardante la fase relativa dell'onda a dente di sega rispetto agli impulsi di sincronismo. Il discriminatore risponde alla variazioni nella fase relativa esistenti all'istante di incidenza di ogni impulso. Il filtro che segue il rivelatore di fase, trasmette solo quelle componenti della tensione di controllo che variano lentamente, mentre blocca ed elimina le rapide variazioni dovute a subitanei o errati cambiamenti nella fase relativa. Perciò la tensione di controllo in F può essere ritenuta una tensione continua, che perviene all'oscillatore per ripristinare la fase dello stesso, relativa agli impulsi sincronizzanti, quando lo stato di squilibrio si prolunga considerevolmente. Queste variazioni di frequenza e fase del segnale a dente di sega dovute all'azione della tensione di controllo, vengono riportate indietro al discriminatore con un circuito di reazione, per mantenere la correzione nel tempo.

In presenza di disturbi di sufficiente ampiezza, il discriminatore può registrare la fase relativa del picco disturbante rispetto al dente di sega. Siffatte componenti spurie nelle tensioni di controllo in D normalmente giacciono oltre la frequenza di taglio del filtro, quindi non raggiungono il punto F. L'insensibilità dei sistemi controllati automaticamente in frequenza e fase è in gran parte dovuta all'azione del filtro.

In fig. 2 gli impulsi di sincronismo di ampiezza V_2, attraverso il circuito bilanciato, sono applicati al discriminatore nei punti A_1 e A_2 con fase opposta, mentre una frazione del segnale a dente di sega di ampiezza V_1, presa dall'uscita dell'oscillatore, è applicata con la stessa fase ai due diodi del discriminatore. Allora i potenziali risultanti in A_2 e A_1 sono indicati in fig. 3 rispettivamente in *a*) e *b*). Conviene mettere in evidenza il fatto che la sincronizzazione per mezzo del C.A.F.F. si verifica in condizioni diverse rispetto al caso normale senza C.A.F.F. Infatti col C.A.F.F. gli impulsi di sincronismo cadono, per la condizione di squilibrio, al centro del fronte ripido di ritorno, ossia si verificano quando il ritorno è già avvenuto; in altre parole lo sganciamento dell'oscillatore bloccato non avviene per opera dell'impulso, ma secondo il periodo naturale di libera oscillazione del generatore, la cui frequenza non deve essere leggermente inferiore a quella di sincronismo, come invece è necessario in assenza del C.A.F.F., ma esattamente uguale ad essa. Col C.A.F.F. il segnale sincronizzante ha il compito di mantenere costantemente in passo il generatore, correggendone la frequenza propria, quando questa varia in più o in meno rispetto al valore esatto del sincronismo.

L'azione del diodo rettificatore T_1 è quella di inseritore di corrente continua; i valori di R_1 e C_1 sono scelti in modo che esso agisce come un rettificatore di cresta. Il circuito T_1, R_1, C_1 mantiene al catodo di T_1 l'onda superiore di fig. 3-*c*), che è uguale all'onda di fig. 3-*b*), ma spostata in basso, per modo che le ampiezze dei picchi negativi di sincronismo hanno il valore di $-V_0$ volt. Analogamente il diodo T_2, insieme con T_2 e C_2, mantiene alla sua placca l'onda di tensione inferiore di fig. 3-*c*), in cui le ampiezze di picco degli impulsi di sincronismo hanno anch'essi il valore di $-V_0$ volt rispetto alla massa.

Il potenziale alla presa centrale della resistenza R_3 rappresentato in fig. 3-*d*), è la media dei potenziali esistenti agli estremi di R_g ossia delle due onde di fig. 3-*d*).

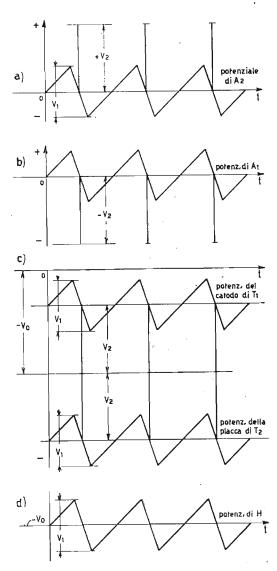



Fig. 3 - Segnale composto nella condizione d'equilibrio.

Si noti che al punto H il segnale sincronizzante non è presente, perchè viene eliminato dato che gli impulsi hanno uguale ampiezza e senso opposto intorno al potenziale di equilibrio $-V_0$, intorno al quale si sviluppano i denti di sega per metà sopra e metà sotto. Ciò significa che la forma dell'onda e la

componente continua nel punto D sulla placca dell'amplificatore T_3, sono indipendenti dall'ampiezza degli impulsi sincronizzanti, la fase dei quali rispetto all'onda a denti determina il valore della componente continua.

Il filtro passa basso nel circuito anodico di T_2 trasmette

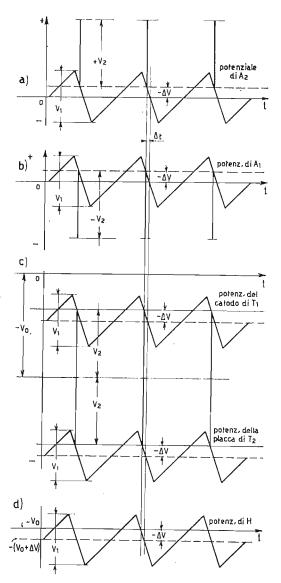



Fig. 4 - Fase dell'onda a dente di sega in ritardo rispetto alla posizione di equilibrio.

detta componente continua del segnale al punto D, mentre fuga a massa le componenti alternate. La componente continua amplificata costituente la tensione di controllo al punto F polarizza positivamente la griglia dell'oscillatore bloccaro T_4, la cui frequenza è funzione della polarizzazione In conseguenza l'onda a dente di sega generata dal tubo di scarica T_5 ha una frequenza controllata dalla resistenza variabile R_6 e dalla tensione di errore al punto F.

Esaminiamo ora il comportamento del circuito fuori dalla condizione di equilibrio rappresentata dalla fig. 3. Si supponga che per indesiderate variazioni delle tensioni applicate o delle costanti del circuito questo si scosti dalla menzionata condizione di equilibrio nel senso che la frequenza diminuisca e si verifichi un ritardo di fase; allora la fase relativa del segnale sincronizzante e dell'onda a denti di sega differisce da quella di equilibrio di fig. 3. La nuova situazione è rappresentata in fig. 4-*a*), *b*), *c*), *d*).

Come per l'equilibrio i rivelatori di cresta mantengono i picchi del segnale di sincronismo al valore — V_0. Perciò l'asse corrente alternata del segnale di controllo al punto H (fig. 4-*d*) è abbassato della quantità ΔV volt. La componente corrente continua al punto H ha quindi il valore — $(V_0 + \Delta V)$ volt, ossia subisce un incremento di $-\Delta V$ volt rispetto alla condizione di equilibrio. Il conseguente incremento $+\Delta V$ amplificato al punto F tende ad aumentare la frequenza dell'oscillatore e quindi a riportare i denti di sega verso la posizione di equilibrio. Analogamente un anticipo della fase dei denti di sega rispetto all'equilibrio, come inicato in fig. 5-*a*)-*b*), *c*), *d*) provoca un incremento positivo $+\Delta V$ al punto H e $-\Delta V$ amplificato al punto F nella tensione di controllo il cui effetto è quello di diminuire la frequenza dell'oscillatore, ripristinando l'equilibrio del circuito.

La grandezza della tensione di controllo così generata per contrastare le deviazioni di frequenza e fase dell'onda a denti è proporzionale al guadagno dell'amplificatore corrente continua e alla differenza fra le componenti continue dei segnali di controllo al punto H, corrispondenti alle due condizioni estreme di fase, le quali si verificano quando l'impulso di sincronismo capita o sul massimo (inizio del ritorno), o sul minimo (fine del ritorno) del dente di sega. In tal caso la differenza in oggetto è uguale all'ampiezza V_1 del dente iniettato nel punto B, diminuito delle trascurabili cadute di tensione nel circuito rivelatore di fase.

Se nel sincro sono presenti dei disturbi, la tensione fra A_1 e A_2 contiene impulsi disturbanti, che sono stati trasmessi, insieme coi segnali utili, dal separatore del sincro dal video, come indicato in fig. 6. L'ampiezza del picco di alcuni impulsi di disturbo supera la tensione di polarizzazione dei due diodi e provoca un passaggio di corrente, perciò la forma d'onda del segnale al punto H è quella di una tensione a dente di sega irregolare, dove talvolta gli impulsi di disturbo sono eliminati. Il filtro nel circuito anodico di T_3 trasmette, come si è già detto, solo la componente continua e le componenti variabili lentamente della tensione applicata alla griglia, mentre elimina tutte le componenti di frequenza superiore a pochi hertz. Le componenti a variazione lenta hanno però l'effetto di spostare costantemente l'asse alternato dalla posizione di equilibrio, col risultato di apportare sulla griglia dell'oscillatore T_4 una variazione nel segnale di controllo. Ciò provoca una deviazione di frequenza e di fase dell'oscillatore, ma essa non è dannosa, perchè prontamente compensata dal dispositivo di controllo automatico di frequenza e fase. Il filtro in placca di T_3 deve essere praticamente uguale sia per la stabilizzazione alla frequenza orizzontale, sia per quella della frequenza verticale; il filtro trasmette un'onda sinoidale di frequenza minore o uguale a 0,3 Hz circa; la sua risposta a 50 Hz è praticamente nulla. Perciò le singole linee di scansione non possono essere spostate in modo visibile dalle linee adiacenti. Ciò significa che l'oscillatore orizzontale resta insensibile ai disturbi ricorrenti, che causerebbero un peggioramento della risoluzione orizzontale in assenza del C.A.F.F. In generale un generatore esternamente sincronizzato è sensibile ai disturbi in misura tale da portare ad una diminuzione della risoluzione orizzontale. Per le stesse ragioni la risposta a 25 Hz del filtro è così ridotta, che l'interlacciato si conserva perfetto, pure in presenza di violenti disturbi e di un segnale sincronizzante verticale imperfetto.

1. 2. - Rivelatore di fase bilanciato.

Il circuito di fig. 7 è un altro rivelatore di fase bilanciato, impiega quattro diodi ed è di facile realizzazione e messa a punto. Il principio di funzionamento è il medesimo di quello di fig. 2, ma differisce in qualche dettaglio e può essere elementarmente spiegato come segue: i quattro diodi funzionano come un interruttore unipolare ad una via, che connette la capacità C_3 alla resistenza del circuito d'ingresso R_2 durante gli intervalli fra due successivi impulsi sincronizzanti. Infatti i quattro diodi costituiscono un ponte alimentato in controfase dal segnale di sincronismo ai capi della diagonale AB con polarità tale da portarli tutti in conduzione. La tensione continua di polarizzazione, che interdice i quattro diodi negli intervalli in cui non intervengono gli impulsi sincronizzanti si genera automaticamente attraverso il gruppo R_1C_1. Il circuito di fig. 7 pertanto non richiede la batteria necessaria in fig. 2. Gli estremi CD dell'altra diagonale del ponte sono connessi rispettivamente all'entrata e all'uscita del circuito. Questi due angoli del ponte sono connessi ciascuno ad un catodo e ad una placca. Quando i diodi sono conduttivi la

corrente può scorrere fra i circuiti di entrata e di uscita nei due sensi. La capacità C_3 nel circuito di uscita riceve una carica, che rende praticamente equipotenziali i punti C e' D in presenza di impulsi sincronizzanti. Il potenziale in C dipende dalla fase fra il segnale sincronizzante e quello a denti.

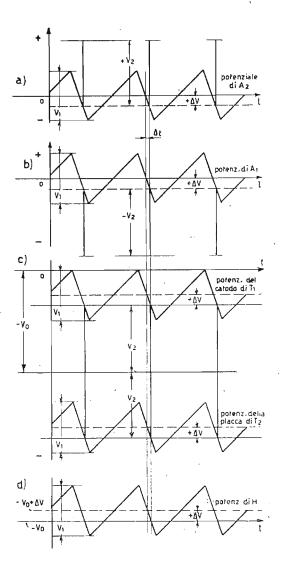



Fig. 5 - Fase dell'onda a denti di sega in anticipo rispetto alla posizione di equilibrio.

Il segnale in C non contiene alcuna informazione del segnale di ingresso, ma solo la componente continua, che è corretta durante ciascun impulso secondo la relazione di fase tra i segnali di entrata. Questa tensione controlla l'uscita dell'amplificatore a corrente continua, che agisce tramite il circuito reattivo predisposto a far variare la fase dell'onda a denti fino al ristabilimento dell'equilibrio, che si verifica sul ritorno ascendente del dente di sega (inclinazione positiva).

E' perciò necessario che la polarità del dente di sega in D sia quella segnata nelle fig. 7 e 8, che rappresenta gli stati di equilibrio e di squilibrio per il circuito dei quattro diodi. Questa necessità si spiega come segue:

si supponga che l'oscillatore bloccato ritardi, cioè la sua frequenza sia minore di quella di sincronismo. Il ritorno a inclinazione positiva inizia perciò più tardi del previsto; l'impulso di sincronismo, che dovrebbe incidere a metà di detta linea di ritorno nel punto A di fig. 8, si somma al dente in un punto più negativo posticipato B. La tensione ai capi di C_3 è quindi più negativa, perciò sulla placca dell'amplificatore a corrente continua si verifica un aumento positivo di tensione che perviene alla griglia dell'oscillatore e lo sgancia in anticipo, aumentandone la frequenza e ristabilendo l'equilibrio. Nei circuiti di fig. 2 e di fig. 7 i segnali a denti applicati al rivelatore di fase hanno polarità opposta, perciò la tensione alla griglia dell'amplificatore a corrente continua di fig. 2 contiene una componente a dente di sega, mentre quella del circuito di fig. 7 ne è priva. Invertendo le connessioni all'entrata e all'uscita del rivelatore di fase si può ottenere di far funzionare ciascuno dei due circuiti con le stesse modalità dell'altro sotto questo riguardo.

1. 3. - Il meccanismo di un sistema di C.A.F.F.

Esiste una relazione fra i sistemi con C.A.F.F. e il grado di bloccaggio degli oscillatori rilassati sincronizzanti, i quali sono più rigidamente forzati quanto maggiore è l'ampiezza del segnale sincronizzante e sono proporzionalmente più sensibili ai disturbi. Col C.A.F.F. l'ampiezza del segnale sincronizzante non ha importanza, ma l'amplificazione corrente alternata esistente fra il discriminatore e l'oscillatore bloccato influisce sulla rapidità della regolazione di frequenza dell'oscillatore, ossia sulla rigidità del bloccaggio. Se l'oscillatore controllato in frequenza e fase presenta una pronta regolazione, sono sufficienti pochi cicli per ottenere il controllo, perciò il disturbo viene diluito in questi pochi cicli ed il valor medio della componente continua ne risente sensibilmente. Al contrario, se l'amplificazione è bassa, occorrono molti impulsi successivi per ottenere la regolazione e l'influenza del disturbo sul valor medio è diluita in un tempo relativamente lungo, perciò il suo effetto è poco sensibile, ciò che è evidentemente desiderabile. Tuttavia il basso guadagno corrente alternata non è scevro di inconvenienti, per es., all'accensione del ricevitore, o per altre cause il sincronismo può essere completamente distrutto, in questo caso è necessario un tempo eccessivamente lungo per ritrovarlo.

Il meccanismo di un sistema di C.A.F.F. può così riassumersi: in assenza di segnale ricevuto la frequenza libera dell'oscillatore sia leggermente fuori sincronismo. Alla ricezione del segnale sincronizzante il rivelatore di fase produce una onda alternata di frequenza uguale allo scarto di frequenza esistente fra il segnale sincronizzante e l'onda a denti. Se Se l'oscillazione a frequenza « differenza » è fortemente attenuata dal filtro, non vi è nessun segnale di correzione e il generatore non viene controllato; se invece il filtro lascia passare qualche componente della tensione di controllo senza eccessivi sfasamenti ed attenuazioni, l'oscillatore tende ad assumere la frequenza corrispondente al valore istantaneo della tensione di controllo. Nella fase di ripristino della condizione di equilibrio l'oscillatore tende a rimanere più a lungo nella decrescenza della differenza di frequenza, che non nel periodo in cui la differenza era crescente. Questo fatto porta una distorsione del segnale di controllo, che dà luogo ad un nuovo asse della tensione correttrice nel senso di obbligare al sincronismo l'oscillatore. Tutto passa come se l'oscillatore locale compisse tre salti di frequenza verso il sincronismo

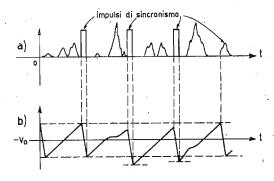



Fig. 6 - Segnale sincronizzante a) e segnale di deviazione b) in presenza di disturbi.

e due in senso opposto, continuando in questo stato di cose fino a che il sincronismo viene raggiunto. Elementi favorevoli al rapido ripristino dell'equilibrio sono un basso sfasamento prodotto dal filtro e un notevole guadagno corrente alternata del circuito. Nella costituzione del filtro è necessario tener conto di evitare l'innesco di autooscillazioni facili a presen-

tarsi data la reazione impiegata. Un sistema con C.A.F.F. non è limitato ad una semplice relazione di fase fra sincro e deflessione, perciò la banda nera dello spegnimento può talvolta essere visibile sullo schermo del tubo catodico, perchè il ritorno del dente può principiare all'inizio del piedestallo anteriore precedente l'impulso sincronizzante, agevolando in tal modo il ritorno stesso che ha a sua disposizione un tempo maggiore. Lo spostamento della banda di soppressione avviene così: l'equilibrio, come si è detto, si verifica quando l'impulso è al centro del fronte di ritorno del dente applicato al rivelatore di fase. Questo dente può anche essere prelevato indirettamente dall'oscillatore. Il fronte posteriore del dente

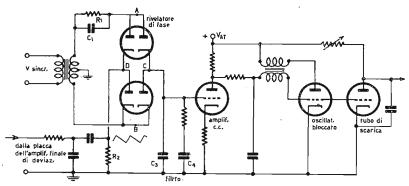



Fig. 7 - Circuito a C.A.F.F. a quattro diodi.

originale può facilmente essere dilazionato e poichè l'impulso sincronizzante avviene in equilibrio su questo fronte ritardato, la barradi spegnim ento deve necessariamente avvenire dopo che l'oscillatore si è sganciato. Nella deflessione di linea il ritardo conveniente è ottenuto automaticamente, se il dente di sega è ottenuto per integrazione dell'impulso sulla placca del tubo di deviazione, perchè detto ritardo è prodotto dalle bobine stesse di deviazione.

Il C.A.F.F. non viene comunemente applicato ai circuiti di sincronizzazione verticale, perchè la costante di tempo del filtro, che forma la tensione continua di errore proporzionale alla frequenza media degli impulsi sincronizzanti verticali, sarebbe molto grande, anche il tempo necessario per raggiungere il sincronismo sarebbe eccessivo. Si tenga presente inoltre che i circuiti di deviazione verticale sono meno suscettibili di essere sfasati dai disturbi, rispetto ai circuiti orizzontali, a motivo del valore relativamente alto della capacità integrante.

I circuiti di controllo automatico della frequenza di linea nei televisori sono noti come « circuiti volano », perchè essi svolgono nel campo elettrico un'azione analoga a quella del volano (massa pesante rotante) in meccanica. Quest'ultimo con la sua inerzia ha il compito di mantenere costante entro dati limiti la velocità di rotazione di un motore ad onta di brusche variazioni di carico o della coppia motrice. Esso rende indipendente la velocità di rotazione da rapidi disturbi, minimizzandoli col diluirli in un tempo molto maggiore. In simili condizioni quando la coppia motrice varia in modo permanente, la velocità di rotazione assume il nuovo valore di regime con un certo ritardo, che è funzione della massa del volano. Analogamente il C.A.F.F. applicato alla base tempi orizzontali riduce grandemente l'effetto dei disturbi nei segnali sincronizzanti. I disturbi prodotti dalle macchine o atmosferici, se violenti, arrivano a distruggere l'immagine per perdita di sincronismo. Col C.A.F.F. si evita lo stracciamento dell'immagine che si conserva integra, ma i disturbi sono tuttavia presenti e si manifestano con punteggiature bianche o nere sullo schermo di visione. E' evidente che l'inconveniente è però molto minore che in assenza di controllo automatico.

1. 4. - Sistemi di sincronizzazione delle basi dei tempi.

Vi sono tre sistemi di sincronizzazione delle basi dei tempi:

1°) Sistema (primo in ordine di tempo) con generatore rilassatore direttamente sincronizzato, in cui ogni singolo impulso sincronizzante determina l'inizio del ritorno;

2°) Sistema con generatore rilassatore la cui frequenza naturale di oscillazione è mantenuta all'esatto valore di sincronismo dal confronto col segnale sincronizzante;

3°) Sistema intermedio in cui l'inizio del ritorno è comandato direttamente da impulsi ottenuti per trasformazione di quelli sincronizzanti trasmessi, attraverso al circuito volano, che introduce un certo effetto di inerzia, in virtù del quale il segnale di uscita dal circuito volano è praticamente esente dalle rapide fluttuazioni della frequenza degli impulsi di sincronismo. Poichè la frequenza base è direttamente determinata da quella del segnale di uscita dal volano, essa frequenza base non potrà essere influenzata da eventuali variazioni della frequenza di sincronismo se non di lunga durata, perchè occorre un certo tempo prima che il volano risenta di un effetto perturbatore. Analogamente l'influenza dei disturbi risulta minimizzata.

Un circuito risonante si comporta come un volano; la sua inerzia o azione ritardatrice è valutabile con la costante di tempo T_c espressa dal tempo necessario affinchè l'ampiezza delle oscillazioni eccitate nel circuito da impulsi periodici alla sua frequenza naturale, si riduca o aumenti della quantità $1 - 1/e$ della differenza fra il suo valore massimo teorico ed il suo originale valore (ovvero della differenza fra il suo valore originale ed il suo minimo teorico), assumendo come origine dei tempi l'istante in cui inizia l'eccitazione, oppure l'istante al quale si verifica una brusca variazione di ampiezza o di frequenza. Si dice «condizione statica » del circuito quella preesistente a tale rapida variazione mentre si chiama « condizione dinamica o transitorio » del circuito quella in cui perdura la variazione, dopo della quale si raggiunge una nuova condizione statica. La durata del transitorio si ritiene multipla della costante di tempo T_c. Detti Q il coefficiente di risonanza del circuito e T_0 il periodo dell'oscillazione corrispondente alla frequenza naturale f_0 del circuito, la costante di tempo è espressa dalla:

$$T_c = \frac{Q}{\pi f_0} = \frac{Q T_0}{\pi} \qquad (1)$$

La (1) dice che prima che l'oscillazione rilassata risenta di una variazione istantanea della frequenza di sincronismo, deve trascorrere un tempo pari a Q/π cicli rilassati. In altre parole una variazione della frequenza di sincronismo deve avere una durata di almeno Q/π cicli prima di far sentire il

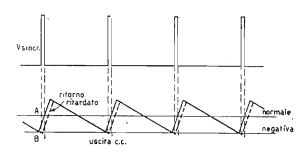



Fig. 8 - Condizioni di equilibrio e di squilibrio (ritardo dell'oscillatore) per circuito di figura 7.

suo effetto sulla frequenza dei denti di sega generati dal rilassatore. Analogamente l'influenza dei disturbi non è apprezzabile finchè questi non si verifichino a regolari intervalli corrispondenti alla frequenza naturale del circuito, e finchè essi non durino il tempo necessario per formare una serie regolare di almeno Q/π impulsi. E' perciò desiderabile costituire circuiti volano ad alto Q, il cui massimo valore ammissibile trova una limitazione nello sfasamento proporzionale al Q fra i segnali di entrata e di uscita, conseguente ad una variazione della frequenza di sincronizzazione. Siffatto sfasamento si manifesta con uno spostamento dell'immagine sul tubo di visione. Il coefficiente di risonanza sarà tanto più

alto, quanto minore sarà l'intervallo di variazione della frequenza sincronizzante. Così il massimo Q è limitato dalla instabilità della frequenza di rete, quando il trasmettitore è agganciato ad essa. L'azione del volano per il controllo del ricevitore è molto efficiente nel caso in cui il trasmettitore sia asincrono, ossia indipendente dalla frequenza della rete di alimentazione, ossia ancora quando esso ha una propria frequenza di libera oscillazione.

Dei tre sistemi sopra ricordati, il primo è già stato trattato in precedenti articoli, il secondo che è il più importante ed il più diffuso, verrà esaminato dettagliatamente nei prossimi paragrafi, mentre il terzo sarà considerato per ultimo.

2. - DEFINIZIONI RELATIVE AL SINCRONISMO DEI TELEVISORI.

Allo scopo di familiarizzare il lettore con la terminologia tecnica riproduciamo alcune definizioni proposte in sede C.N.T.T. o tuttora (1955) allo studio.

2. 1. - Definizioni generali relative ad entrambi i sincronismi di linea e di quadro.

a) *La gamma di sincronismo* è la gamma entro la quale i segnali di sincronismo controllano la frequenza delle corrispondenti basi tempi.

b) *Il campo di bloccaggio* (lock-in range) è la gamma fra le due posizioni del controllo manuale di sincronismo in cui, partendo dalle posizioni esterne di tale controllo, si raggiunge il sincronismo. Viene espresso coi corrispondenti valori delle frequenze proprie (libere) delle rispettive basi tempi.

c) *Il campo di tenuta* (hold range) è la gamma tra le posizioni del controllo manuale di sincronismo in cui, partendo da una posizione centrale di tale controllo, il sincronismo si perde. Viene espresso coi corrispondenti valori delle rispettive basi tempi.

d) *Il campo di autoagganciamento* di sincronismo è la gamma di frequenza di linea e di quadro di una trasmissione video, entro la quale il ricevitore, con i controlli di sincronismo regolati nelle posizioni medie, entra in sincronismo da solo. Viene espresso coi corrispondenti valori delle frequenze di quadro trasmesse.

e) *Il campo di agganciamento* di sincronismo è la gamma di frequenza di quadro di una trasmissione video entro la quale il ricevitore, manovrando i controlli di sincronismo manuali, raggiunge il sincronismo di linea e di quadro.

2. 2. - Definizioni relative ai circuiti di controllo automatico di frequenza per la sincronizzazione orizzontale.

f) *Discriminatore*: circuito rivelatore di fase alla cui entrata sono applicati gli impulsi sincronizzanti di linea e un segnale generato dall'oscillatore locale orizzontale, la cui uscita è costituita da una tensione continua come effetto della rivelazione di fase, ottenuta dal confronto dei due segnali all'entrata, e che applicata all'oscillatore orizzontale ne corregge la frequenza riportandolo esattamente in passo con gli impulsi sincronizzanti.

g) *Tensione di errore o di correzione* è la tensione continua prodotta dal discriminatore per correggere la frequenza dall'oscillatore orizzontale.

h) *Capacità di regolazione*: è il massimo scarto relativo di frequenza, cioè il rapporto fra la differenza di frequenza Δf e la frequenza f_0 dell'oscillatore orizzontale, che può essere corretto dal C.A.F.F.

i) *Sensibilità di regolazione*: è il rapporto $(\Delta f/f_0)/(\tau/T)$ fra lo scarto relativo di frequenza e lo sfasamento relativo τ/T riferito al periodo di linea T, risultante dall'azione del C.A.F.F.

2. 3. - Sistemi di C.A.F.F.

I sistemi di C.A.F.F. attualmente più usati per la sincronizzazione orizzontale sono i seguenti:

1°) C.A.F.F. con oscillatore sinoidale e tubo a reattanza e discriminatore;

2°) C.A.F.F. con oscillatore a dente di sega e discriminatore;

3°) C.A.F.F. a modulazione di larghezza (a durata di impulso) senza discriminatore. In tutti tre i tipi l'oscillatore orizzontale è isolato, per modo che gli impulsi di sincronismo ed i disturbi non raggiungono direttmaente l'oscillatore.

Il discriminatore di fase riceve il sincro composto, che viene confrontato elettronicamente con un segnale di confronto alla frequenza orizzontale localmente generata. Quando quest'ultima tende ad aumentare o a diminuire, si produce uno sfasamento tra il sincro linea ed il segnale di confronto. Questo spostamento di fase genera una tensione continua correttrice di cui l'ampiezza, variabile con frequenza molto bas a, e la polarità sono funzioni della differenza di fase. Un filtro passa basso elimina il sincro, i disturbi e le perturbazioni brevi dovute agli impulsi verticali. La tensione di correzione modifica la frequenza dell'oscillatore orizzontale riportandolo sempre al valore esatto della frequenza di linea (15625 Hz). L'oscillatore rilassatore deve potersi controllare in frequenza mediante una tensione continua. Il C.A.F.F. è essenzialmente un sistema a reazione negativa. I sistemi automatici come il C.A.V. il C.A.S. e specialmente il C.A.F.F., possono produrre delle variazioni cicliche a frequenza molto bassa. In fig. 9 è rappresentata la caratteristica frequenza-tempo dell'oscillatore orizzontale: ammettiamo che all'istante t_1 la frequenza dell'oscillatore locale subisca un brusco aumento; la tensione di controllo automatico riporta la frequenza a 15625 Hz. Se il circuito di reazione non è sufficientemente smorzato la frequenza del rilassatore scende sotto i 15625 Hz; allora il C.A.F.F. provoca un incremento di frequenza che supera i 15625 Hz e così di seguito.

La frequenza del generatore locale compie cioè una serie di oscillazioni sopra e sotto i 15625 Hz secondo la curva *a*) di fig. 9, analogamente ad una molla che vibra intorno alla sua configurazione di riposo (equilibrio). In un amplificatore audio a reazione si ha l'innesco di oscillazioni ad una data frequenza se il segnale di reazione è in fase con quello di entrata mentre il guadagno generale del circuito è maggiore dell'unità. In un sistema C.A.F.F. si innescono similmente oscillazioni nella frequenza, ma la non linearità dei dispositivi costituenti il circuito reattivo complica la situazione. Le variazioni di frequenza orizzontale si manifestano come una vibrazione orizzontale sotto forma di una trama sopra l'immagine. Per evitare questo inconveniente si deve interporre fra il discriminatore e il generatore rilassatore di linea un filtro, che introduce uno sfasamento, per cui il segnale di reazione non si mantiene più in fase col segnale di ingresso, quando il guadagno generale del circuito è maggiore dell'unità. Adottando un opportuno smorzamento la caratteristica di frequenza del sistema è quella rappresentata dalla curva *b*) di fig. 9.

Fig. 9 - Caratteristica frequenza - tempo di un sistema C. A. F. F.:
a) sistema senza smorzamento;
b) sistema opportunamente smorzato.

(*continua*)

Progressi della Galvanoplastica nelle Industrie Elettroniche *

Progressi in galvanoplastica

MILIONI di automobilisti sanno che mentre le parti nichelate o cromate di certe macchine anche vecchie sono ancora lucide, quelle delle macchine nuove arrugginiscono facilmente. L'inferiorità delle macchine recenti è dovuta alla deficienza di nichel, in quanto oggi il nichel raggiunge a mala pena la metà di quanto le industrie galvanoplastiche richierebbero. Il trovare un sostituto per il nichel è quindi un problema attuale per tutti gli elettrochimici. Le industrie galvanoplastiche si sono sviluppate rapidamente; si calcola così che l'anno scorso, negli Stati Uniti, sia stato speso mezzo miliardo di dollari per combattere con questo mezzo la corrosione. La galvanoplastica oltre che per proteggere l'acciaio, trova impiego anche per metallizzare e decorare plastici, parti di macchine ed altri oggetti. Le diverse applicazioni consumano nei soli Stati Uniti 100 mila tonnellate di metallo ogni anno. Più di metà della produzione di stagno, il 15 % dell'importazione di nichel, quasi tutta la produzione di cadmio ed il 10 per cento dello zinco, vengono usati in questa industria.

Usi della galvanoplastica

La galvanoplastica offre l'unico mezzo per produrre diversi prodotti. Per esempio la tenacità del ferro combinata con le caratteristiche frizionali e la durezza del cromo dà come risultato utensili da taglio impossibili ad ottenersi in altro modo. Pistoni per cilindri cromati aumentano la resa dei motori più di qualsiasi altra combinazione di materiali. La continuità elettrica di circuiti stampati su plastici è ottenuta per galvanoplastica. Una varietà della galvanoplastica, nota come galvanostegia, fabbrica parti complesse come guide d'onde per radar che sarebbero molto difficili da riprodurre con tolleranza equivalente per mezzo di altri metodi di fabbricazione. Le proprietà magnetiche delle placcature di nichel provvedono le migliori unità mnemoniche per i cervelli elettronici; questi e molti altri nuovi usi della galvanoplastica sono il risultato della ricerca costante di nuove applicazioni. La evoluzione dei recipienti stagnati riflette da sola il notevole sviluppo della galvanoplastica negli ultimi 15 anni.

La galvanoplastica ha quasi completamente rimpiazzato la immersione a caldo nello stagno usata durante la seconda guerra mondiale. Si ottiene una protezione soddisfacente con una copertura elettrolitica molto più sottile di quella realizzata per immersione nello stagno fuso, tanto che oggi i recipienti sono protetti con il 60 % di stagno in meno di quanto era richiesto nel 1941.

La galvanoplastica nella sua forma più usuale, cioè come rivestimento decorativo e protettivo, assicura miglior protezione della verniciatura o smaltatura dei metalli esposti agli agenti atmosferici.

Progressi nei metodi galvanoplastici

Le operazioni di galvanoplestica odierne assomigliano ben poco a quelle in uso dieci anni fa, quantunque i principi base siano gli stessi. Corrente continua a bassa tensione fornisce l'energia necessaria per depositare il metallo sui catodi costituiti dai pezzi da ricoprire. Contemporaneamente, il metallo viene disciolto all'anodo durante il processo, in modo da conservare il bagno bilanciato per quanto riguarda la concentrazione di metallo. Prima della operazione vera e propria, tutte le parti devono essere perfettamente pulite da olii, grassi e ossidi e da tutte le sostanze che possono contaminare la superficie e impedire una buona aderenza.

Le novità consistono essenzialmente in un affinamento dei metodi di trattare i catodi. Oggetti piccoli vengono posti in un recipiente rotante sia durante le operazioni di pulitura che di copertura. Oggetti più grandi vengono trasportati con dei convettori che li portano in successione alle operazioni di lavaggio asciugamento e rivestimento. Alcune delle macchine automatiche più grandi contengono quasi 200 mila litri di soluzione. Nastri di filo o rotoli vengono ricoperti facendoli avvolgere e svolgere in bagni successivi; infatti alcune unità adatte a questo scopo sono lunghe qualche centinaio di metri. Con questi progressi si sono migliorati i risultati e ridotti i costi della operazione stessa.

Bronzo come sostituto del nichel

Lo scopo base della ricerca nell'industria galvanoplastica è naturalmente quello di aumentare la resa e ridurre i costi. Talvolta la deficienza di materiali rende questa meta più difficile; per esempio, negli ultimi tre anni, la deficienza di nichel ha impedito di produrre rivestimenti al nichel di alta qualità per decorare e proteggere metalli usati all'aperto. La gravità di questa deficienza è mostrata dal fatto che anche una buona cromatura dipende da uno strato di nichel interposto fra il cromo e il metallo, strato che deve essere almeno 100 volte più spesso di quello di cromo. Un buon sostituto per la nichelatura non è stato nè facile nè rapido a trovarsi. Recentemente però un nuovo processo di copertura con leghe è entrato nell'uso pratico. La lega è un bronzo al 20 % di stagno e 80 % di rame. Prove accelerate ed esposizioni agli agenti atmosferici hanno dimostrato che questo bronzo supera il nichel nella capacità di proteggere l'acciaio dalla ruggine. Le eccellenti proprietà anticorrosive dell'acciaio coperto di bronzo sono state intraviste già da diversi anni, ma l'uso commerciale non era pratico perchè i procedimenti erano troppo costosi. Il costo attuale della copertura con bronzo a mezzo del nuovo processo è inferiore al costo della nichelatura. L'attrezzatura usata per la nichelatura e la ramatura può venir convertita in un impianto per la bronzatura praticamente senza variazioni. Specialmente piccoli oggetti vengono ricoperti in un tempo inferiore a quanto sarebbe richiesto per ramarli, nichelarli o stagnarli.

La copertura con bronzo è importante in un buon numero di casi. La bronzatura è tre volte più dura del rame e raggiunge all'incirca la durezza della nichelatura.

Processi per coperture lucenti

Alcuni dei più caratteristici sviluppi della galvanoplastica negli ultimi anni sono quelli che portano a coperture lucenti senza bisogno di rifiniture. Queste coperture si realizzano aggiungendo nel bagno degli additivi che provocano una deposizione di metallo a struttura veramente fine. Esiste una serie di metodi per ottenere in questo modo una perfetta nichelatura; per lo meno cinque metodi sono impiegati per la ramatura e pure cromo, argento, oro, zinco e cadmio si possono depositare elettricamente in questa forma lucente.

Livellamento per rivestimenti

Non sempre il deposito, per quanto lucente, si può considerare perfetto agli effetti proposti. Per avere depositi speculari si ricorrerà di solito all'operazione di pulitura e lucidatura, piuttosto costosa, tanto che gli apparecchi per questa fase di operazione spesso rappresentavano un investimento superiore a quello per l'impianto di galvanoplastica vero e proprio. L'idea di livellare il mezzo direttamente a mezzo della galvanoplastica si fece strada quando si scoprì che alcuni tipi di metalli tendevano a depositarsi nelle depressioni e nelle fenditure più rapidamente che sulle superfici piane o sopralevate. Da qui è derivato un metodo più economico di rifinitura, eliminandosi l'operazione di ripulitura e quindi riducendosi o eliminandosi completamente uno stadio di lavoro parecchio costoso.

Le ricerche condotte al Batelle da più di otto anni hanno portato a processi per coperture con nichel, rame, zinco, argento e bronzo, tutte del tipo autolivellante. Questi processi sono ora a disposizione dell'industria.

Le proprietà livellanti delle leghe di bronzo, di cui si è parlato, costituiscono una delle loro caratteristiche più salienti, oltre a quelle di buona duttilità e buona resistenza. In confronto, le vecchie nichelature non possedevano proprietà livellanti e si sacrificava la duttilità alla lucentezza. I vecchi bagni erano sensibili alle impurezze metalliche difficili da eliminare, mentre non si può prescindere da questa eliminazione se si vogliono ottenere migliori risultati. La nichelatura più moderna è in realtà costituita da una lega di nichel, ferro e zinco. Il tenore in ferro e zinco basta raggiunga il 2 % per dare lucentezza, livellamento, durezza e tutte le altre proprietà di cui si è parlato. Anche se la quantità di questi elementi cresce fino al 25 %, non si sacrifica nessuna delle buone prorprietà della copertura. Così le scorte di nichel per la galvanoplastica possono praticamente venir aumentate di un terzo con questa lega contenente zinco e ferro.

Rivestimenti speciali

Leghe speculari contenenti dal 45 al 50 % di stagno e dal 50 al 55 % di rame hanno uno aspetto simile all'argento. Vengono depositate in forma lucente dallo stesso tipo di bagni usati per le bronzature con l'unica differenza della variazione del contenuto in stagno del bagno e negli anodi. Per il loro eccellente potere riflettente questi rivestimenti sono usati per riflettori. Una nuova lega di argento permette di ottenere argentature lucenti senza l'aggiunta di additivi a base di zolfo organico, semplicemente depositando piccole quantità di antimonio. Recentemente è stato anche provato un bagno per depositare ferro come supporto al nichel. Il potere livellante della copertura è in questo caso migliore di quello fornito dal nichel solo e anche l'aspetto della nichelatura è migliorato da questa predeposizione di ferro. Gli stessi difetti sulla superficie dell'acciaio che possono venire eliminati con il solo nichel, vengono completamente livellati dalla copertura con ferro e nichel. La migliore duttilità di questa copertura rispetto alle precedenti rappresenta un'altro vantaggio del procedimento.

Le possibilità di usare rivestimenti di alluminio come protettivi della corrosione sono migliori ora di quanto lo fossero pochi anni fa e ciò grazie ai nuovi processi entrati in uso. Il primo progresso si è avuto principalmente nella galvanostegia dell'alluminio, ottenendosi per la prima volta depositi di alluminio spessi, a densità uniforme e lisci. Susseguentemente sono state realizzate coperture più sottili per protezione dei metalli dalla corrosione. Gli elettroliti per il deposito dell'alluminio sono non acquosi e devono venir protetti dall'umidità della atmosfera.

Ogni possibilità di usare su larga scala questi bagni dipenderà dagli sviluppi di impianti completamente impermeabili all'umidità. Si pensa che una prospettiva realizzabile sia rappresentata dalla possibilità di rimpiazzare lo stagno con l'alluminio per il rivestimento di oggetti domestici.

Anche il molibdeno è stato preso in esame recentemente, specie per i suoi impieghi ad altissime temperature. Poichè però esso si corrode rapidamente alle alte temperature, la utilità di questo metallo sarebbe considerevolmente aumentata se disponesse di una ade-

(*) Da *Batelle Technical Review.*

guata protezione. Nichelature e cromature ne aumentano leggermente la durata ma il problema non si può ancora considerare risolto. Una possibile via di uscita è rappresentata dalle leghe il cui coefficiente di espansione è molto vicino a quello del molibdeno ed inoltre le leghe di cromo possono venir depositate meglio del cromo stesso.

Elettropulitura

La galvanoplastica non è l'unico procedimento elettrochimico per la lucidatura delle superfici. Il processo di elettropulitura di cui l'Istituto Batelle si sta occupando da 18 anni è utilizzato commercialmente da molte industrie metallurgiche e sta trovando nuove applicazioni ogni anno. Dal punto di vista energetico l'elettropulitura è l'inverso della galvanoplastica poichè il pezzo da rifinire si usa come anodo invece che come catodo. L'elettropulitura rende la superficie lucente rimovendo materiale.
Il livellamento delle superfici per elettropulitura o galvano plastica è più importante di quanto possa venir indicato dal solo risparmio di costo risultante dall'eliminazione delle operazioni di pulitura; infatti queste operazioni, oltre a tutto, portano spesso alla formazione di tensioni nelle superfici che di conseguenza, diminuiscono la resistenza e la durata dei pezzi. Fortunatamente l'elettropulitura rimuove la superficie sotto tensione in pochi minuti. Scarti della galvanoplastica possono venire ripuliti con questo mezzo.
L'elettropulitura seguita dalla galvanoplastica livellante può venire usata alternativamente per pezzi con superfici troppo disuguali per poter essere rifinite per semplice copertura. Le parti devono semplicemente venir trasferite dal bagno di elettropulitura a quello di deposito e l'operazione, compresi i lavaggi, non richiede più di 30-60 minuti cioè poco più di quanto richiederebbe la pulitura meccanica con il pericolo di danneggiare la superficie. Già usi della elettropulitura e della elettrodeposizione livellante, al posto della rifinitura meccanica, sono in continuo aumento, perchè l'esperienza ha insegnato che i prodotti ne vengono migliorati e i costi diminuiti. Probabilmente nuovi procedimenti elettrochimici verranno sviluppati nel futuro più rapidamente che nel passato.
L'elettrodeposizione di leghe è un campo specialmente promettente. Nuove leghe vengono studiate per risolvere problemi finora insoluti. Nuovi tipi di elettroliti già messi a punto offrono possibilità per la deposizione di leghe non ottenibili con i vecchi bagni. Gli sviluppi ulteriori faranno della elettrodeposizione il mezzo più efficace per combattere la corrosione nonostante la scarsezza di materie prime.

*

Collaborazione Internazionale e Progresso Scientifico

FIN dalle sue più lontane origini il pensiero scientifico ha sempre superato barriere nazionali e geografiche nella sua intensa ricerca di nuovi sviluppi e di più vasti orizzonti, nella sua lotta continua mirante ad estendere il controllo dell'uomo sulle forze della natura, a migliorarne le sorti, a renderne più ricca la vita, più sicuro il benessere e la salute, più facile lo svolgimento di attività sociali e quindi più alta la vita dello spirito e della mente. La macchina a vapore, l'elettricità, l'aeroplano, la radio, tutte le grandi conquiste che la scienza ha donato alla vita degli uomini non sono sempre il risultato concreto della creazione di un singolo genio, ma spesso prodotto del lavoro di molti scienziati che a ricerche in speciali settori dedicavano da tempo la loro attività, talvolta l'uno all'insaputa dell'altro. L'aspetto sempre più internazionale assunto ai nostri giorni dalla scienza, con i tanti mezzi di comunicazione atti a facilitare gli scambi e gli incontri, ha dato origine ad attività scientifiche a carattere internazionale la cui sfera di lavoro è andata sempre più aumentando. Basterà ricordare i molti convegni internazionali che si susseguono nei vari settori ed ai quali partecipano scienziati di tanti paesi che possono così comunicarsi i risultati dei loro studi, decidere insieme nuovi metodi, stabilire terminologie, comparare sistemi, a tutto vantaggio di un più rapido e sicuro progresso della scienza. Questi convegni si sono fatti negli ultimi anni sempre più frequenti; va notato però che ad essi intervengono per lo più soltanto tecnici e scienziati di paesi del mondo occidentale L'assenza quasi totale degli scienziati sovietici rappresenta oggi l'unico ostacolo frapposto ad una vera collaborazione scientifica su piano mondiale. Di questa collaborazione internazionale sono esempio gli enti specializzati delle Nazioni Unite: l'UNESCO, destinate a promuovere la collaborazione tra i popoli attraverso l'educazione, la scienza e la cultura; la WHO (Organizzazione Sanitaria Mondiale) per l'incremento della sanità nel mondo; la FAO che si propone di migliorare le condizioni alimentari ed il tenore di vita nel mondo, aumentando la produzione agricola attraverso una modernizzazione oculata delle colture e migliorando, di conseguenza, l'economia mondiale; la WMO (Organizzazione meteorologica mondiale) che coordina su basi comuni tutti gli studi ed i controlli sui fenomeni atmosferici e le condizioni meteorologiche.
A queste organizzazioni preesistenti potrà aggiungersi un ente mondiale a carattere scientifico d'importanza anche maggiore: un pool internazionale delle materie fissili e degli scienziati di tutto il mondo, destinato ad affrettare lo sviluppo delle utilizzazioni pacifiche dell'energia atomica, a beneficio di tutta l'umanità.
Un'organizzazione internazionale di questo tipo potrà arrecare infiniti benefici al mondo che oggi ha appena varcato la soglia della nuova era atomica. Ogni nuova scoperta realizzata nel settore delle applicazioni pacifiche ci permette infatti di renderci sempre più conto dell'immenso potenziale di cui dispone l'atomo ai fini di una completa soluzione dei più urgenti problemi che travagliano il mondo. La possibilità di produzione di energia elettrica dall'atomo è stata già praticamente dimostrata sia negli Stati Uniti che in Inghilterra; alcuni tecnici prevedono che tra 20 anni l'industria di questi due paesi funzionerà per il 10-20% con energia di origine nucleare. Gli isotopi radioattivi dei vari elementi, prodotti nelle pile atomiche, hanno già dimostrato nella fase sperimentale la loro proprietà di alterare la struttura delle cellule delle piante rendendole immuni dalle malattie, con immenso vantaggio della produzione di generi alimentari. Queste utilizzazioni a carattere pratico non sono le sole offerte dall'energia atomica utilizzata a scopi di pace. Anche nel settore della medicina le prospettive si presentano quanto mai favorevoli. I radioisotopi, ad esempio, costituiscono oggi un mezzo importante nella lotta contro il cancro. Come strumenti diagnostici essi permettono di accertare l'esistenza di tumori, come agenti terapeutici di salvare o prolungare la vita degli ammalati.
È quanto mai incoraggiante constatare che nel mondo occidentale gli scienziati hanno già iniziato in questo settore una stretta collaborazione. Un gruppo di cui fanno parte più di 50 scienziati americani e di altri paesi ha già iniziato da tempo uno scambio di informazioni mirante ad affrettare gli sviluppi pacifici delle applicazioni nucleari.
Fin dal 1950 inoltre, 12 paesi d'Europa hanno costituito, sotto gli auspici dell'UNESCO, un'organizzazione internazionale per le ricerche nucleari. Questa organizzazione, il Consiglio Europeo per le Ricerche Nucleari meglio noto sotto la sigla di CERN, sta costruendo un importante laboratorio nei pressi di Ginevra. Detto centro verrà utilizzato per le ricerche e gli studi sul nucleo degli atomi; i risultati verranno resi di pubblica ragione in tutto il mondo. Del CERN fanno parte l'Italia, il Belgio, la Danimarca, la Francia, la Germania occidentale, la Grecia, l'Inghilterra, la Norvegia, l'Olanda, la Svezia, la Svizzera e la Jugoslavia.
In base a questo principio di una più vasta collaborazione internazionale nel settore scientifico, la Commissione Americana per l'Energia Atomica ha distribuito su vasta scala radioisotopi da essa prodotti sia a istituti scientifici degli Stati Uniti che ad altri 40 paesi. Questi radioisotopi (42.000 forniture, per la maggior parte di fosforo, iodio, carbonio, cobalto, zolfo, ferro, calcio e stronzio radioattivi) vengono adoperati per scopi terapeutici e per ricerche scientifiche. Nel settore medico questi radioisotopi sostituiscono spesso il radium assai più costoso e di meno facile applicazione. L'importanza di questi radioisotopi è tale che molti scienziati li definiscono la più alta conquista della scienza dopo la scoperta del microscopio.
Quando, nel 1945, venne organizzata l'UNESCO allo scopo appunto di incrementare la collaborazione scientifica, una delegazione francese presentò al Consiglio Economico e Sociale delle Nazioni Unite una relazione nella quale venivano succintamente esposti i pareri della vasta maggioranza degli scienziati del mondo. « È nella lotta che l'uomo conduce contro l'ignoto — diceva la relazione — che la collaborazione intellettuale assume il suo più alto valore. Se ogni vittoria scientifica sarà un trionfo comune, la ricerca scientifica avrà realizzato appieno il suo significato ».
Molti dati di fatto dimostrano che il mondo sta costantemente progredendo verso una maggiore collaborazione intellettuale e lasciano sperare che le future vittorie scientifiche rappresenteranno « trionfi comuni » per molte nazioni. Nel settore delle infinite applicazioni di pace dell'energia atomica, a beneficio della umanità intera, esse avranno un significato ed una portata di gran lunga superiore alle vittorie conquistate in qualsiasi altro campo.

(Trigger)

Radar contro le cavallette

Secondo notizie pubblicate dalla rivista scientifica inglese « Nature », il radar viene utilizzato con molto successo per avvertire a grande distanza la presenza degli sciami di cavallette che periodicamente invadono vasti settori dell'Africa e del Medio Oriente. L'invasione di questo biblico insetto causa ogni anno danni ingenti ai raccolti. Le segnalazioni radar permettono di ricorrere in tempo a tutte le misure atte a minimizzare i danni.

Occhiali acustici per sordi

La Otarion, Inc. di Dobbs Ferry (New York) ha lanciato di recente sul mercato americano un apparecchio acustico che potrà ampiamente soddisfare chi non ama confessare di essere affetto da un certo grado di sordità. L'apparecchio consiste in un paio d'occhiali, o meglio in una montatura per occhiali nella quale si possono inserire lenti graduate o lenti in cristallo normale.

L'apparecchio contiene tutte le 200 e più parti di cui si compone un normale apparecchio acustico moderno; esse sono regolarmente inserite nella montatura ed il trasduttore è collocato all'estremità della stanghetta in modo da trovarsi direttamente dietro il padiglione dell'orecchio.

L'apparecchio così montato consta di due trasformatori, uno speciale circuito elettronico che controlla il suono, un controllo del volume e di tre piccoli transistori al germanio.

Amplificatori d'Ingresso a Basso

Dopo un'impostazione qualitativa del problema, mediante la quale si mostra che il circuito «cascode» è quello che meglio soddisfa l'esigenza di un basso fattore di rumore, si esamina in dettaglio detto circuito, traendene tutte le conclusioni e relazioni quantitative necessarie alla progettazione. Segue un dettagliato esempio di calcolo, nonchè notizie sui tubi da usare in siffatti circuiti. Infine un'ampia analisi di alcune delicate questioni teoriche, precedentemente solo accennate, completa il lavoro.

5. - COMPLEMENTI ALL'ANALISI TEORICA DEL CIRCUITO « CASCODE ».

5.1. - Fattore di rumore di un triodo con catodo a massa.

Allo scopo di rendere più comprensibili le dimostrazioni che seguono riteniamo utile riportare, in forma assai concisa, la dimostrazione della formula (2) relativa al fattore di rumore di un triodo con catodo a massa. Nella fig. 3 è

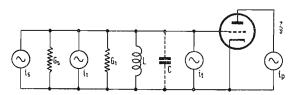



Fig. 3. - Schema di un triodo con catodo a massa. In figura sono indicati tutti i generatori di corrente di rumore.

riportato lo schema di un triodo con catodo a massa e terminali d'uscita in corto circuito; sono altresì indicati nello schema tutti i generatori di corrente di rumore che vengono ad aggiungersi al generatore di segnali. I simboli sono quelli già noti, inoltre si è indicato con i_s la corrente dovuta all'effetto granulare e con i_p la corrente di rumore indotto di griglia. Ricordiamo che il valore quadratico medio di questi generatori di corrente è (1):

$$\bar{i_s^2}\, df = 4\ k\, T\, G_s\, df \qquad (42a)$$

$$\bar{i_1^2}\, df = 4\ k\, T\, G_1\, df \qquad (42b)$$

$$\bar{i_t^2}\, df = 4\ k\, T\, 5\, G_t\, df \qquad (42c)$$

$$\bar{i_p^2}\, df = 4\ k\, T\, R_{eq}\, S^2\, df \qquad (42d)$$

Ciò premesso osserviamo che la corrente nel corto-circuito d'uscita deve avere il valore:

$$S\,\frac{(i_s + i_1 + i_t)}{Y_s} + i_p \qquad (43)$$

Il cui valor quadratico medio, se si suppone che i vari rumori siano fra loro indipendenti, cioè abbiano un rapporto di coerenza nullo e perciò i contenuti quadratici delle corrispondenti correnti godano della proprietà additiva, è:

$$S^2\,\frac{(\bar{i_s^2} + \bar{i_1^2} + \bar{i_t^2})}{|\,Y_s\,|^2} + \bar{i_p^2} \qquad (44)$$

Se invece il nostro stadio non introducesse altro rumore, oltre a quello proveniente dal generatore, l'unico generatore di corrente di rumore da considerare sarebbe quello dovuto alla conduttanza del generatore e perciò la corrente nel corto-circuito d'uscita avrebbe il valore:

$$S\,\frac{i_s}{Y_s} \qquad (45)$$

Il cui valor quadratico medio è:

$$S^2\,\frac{\bar{i_s^2}}{|\,Y_s\,|^2} \qquad (46)$$

Per definizione il fattore di rumore è il rapporto fra la (44) e la (46):

$$F = 1 + \frac{\bar{i_1^2}}{\bar{i_s^2}} + \frac{\bar{i_t^2}}{\bar{i_s^2}} + \frac{\bar{i_p^2}}{\bar{i_s^2}}\;\frac{|\,Y_s\,|^2}{S^2} \qquad (47)$$

sostituendo nella (47) le (42) si perviene immediatamente alla (2).

5.2. - Effetti dell'induttanza del reoforo catodico.

Ci proponiamo ora di dimostrare, come già detto altrove, che l'induttanza del reoforo catodico non altera il fattore di rumore di un triodo. In fig. 4 riportiamo uno schema in tutto analogo a quello di fig. 3, ma nel quale si tiene conto dell'induttanza del reoforo catodico. Detta L_k questa induttanza, V_i un generico segnale applicato fra griglia e massa e V_s quello che effettivamente si manifesta fra griglia e catodo, queste grandezze sono legate dalla relazione:

$$V_i = V_g + j\,\omega\, L_k\, I_a \qquad (48)$$

ove I_a è la corrente anodica.

D'altra parte, supponendo l'impedenza di carico trascurabile rispetto a quella interna del tubo, ipotesi lecita in quanto i nostri ragionamenti presuppongono un corto-circuito nel circuito anodico, si ha ancora:

$$I_a = S\, V_g \qquad (49)$$

Dalle (48) e (49) si ha, tenendo conto che alle nostre frequenze $\omega^2 L_k^2 S^2 \ll 1$,

$$I_a = \frac{S\, V_i}{1 + j\,\omega\, L_k\, S} = \frac{S\, V_i\,(1 - j\,\omega\, L_k\, S)}{1 + \omega^2 L_k^2 S^2} \approx S\, V_i\,(1 - j\,\omega\, L_k\, S) \qquad (50)$$

Con ciò la (43) diviene:

$$S\,\frac{(i_s + i_1 + i_t)}{Y_s}\,(1 - j\,\omega\, L_k\, S) + i_p \qquad (51)$$

Quindi la (44) diviene:

$$S^2\,\frac{(\bar{i_s^2} + \bar{i_1^2} + \bar{i_t^2})}{|\,Y_s\,|^2}\,|\,1 - j\,\omega\, L_k\, S\,|^2 + \bar{i_p^2} \qquad (52)$$

Analogamente la (54) diviene:

$$S\,\frac{i_s}{Y_s}\,(1 - j\,\omega\, L_k\, S) \qquad (53)$$

e la (46):

$$S^2\,\frac{\bar{i_s^2}}{|\,Y_s\,|^2}\,|\,1 - j\,\omega\, L_k\, S\,|^2 \qquad (54)$$

Fattore di Rumore

(*Parte terza di tre parti*)

dott. ing. Angelo Pistilli

Tenendo conto della (50) ed osservando ancora che la (42d) va scritta:

$$\overline{i_p}^2\, df = 4\, k\, T\, R_q\, S^2\, |\, 1 - j\, \omega\, L_k\, S\, |^2\, df \qquad (55)$$

Ne consegue che il fattore di rumore, rapporto della (52) e (54) resta inalterato qualunque sia il valore di L_k ed ha li valore dato nella (2) nel ricavare la quale si è implicitamente supposto $L_k = 0$. Inoltre un generico segnale d'entrata ap-

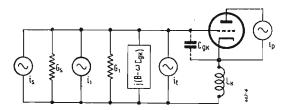



Fig. 4. - Come in fig. 3. Si è tenuto conto dell'induttanza del reoforo catodico.

plicato esternamente genera una corrente I_i e perciò una caduta di tensione ai capi della capacità griglia-catodo pari alla tensione che si manifesta fra griglia e catodo. Detta C_{gk} la capacità griglia-catodo si ha:

$$V_g = \frac{I_i}{j\, \omega\, C_{gk}} \qquad (56)$$

Sostituendo nella (48), tenendo conto della (49), si ha ancora:

$$V_i = \frac{I_i\, (1 + j\, \omega\, L_k\, S)}{j\, \omega\, C_{gk}} \qquad (57)$$

Da cui si ricava l'ammettenza d'ingresso:

$$\frac{I_i}{V_i} = \frac{j\, \omega\, C_{gk}}{1 + j\, \omega\, L_k\, S} = \frac{j\, \omega\, C_k\, (1 - j\, \omega\, L_k\, S)}{1 + \omega^2\, L_k^2\, S^2} \approx j\, \omega\, C_{gk}\, (1 - j\, \omega\, L_k\, S) = j\, \omega\, C_{gk} + \omega^2\, L_k\, C_{gk}\, S. \qquad (58)$$

Per effetto della presenza dell'induttanza del reoforo catodico l'ammettenza d'ingresso contiene perciò, oltre alla normale suscettanza capacitiva, anche una conduttanza, che abbiamo indicato con G_k. Questa conduttanza influisce sulla larghezza di banda del primo stadio ed altera l'amplificazione disponibile di potenza nel rapporto dato dalla (27). In conclusione la presenza dell'induttanza del reoforo catodico è, a tutti gli effetti, equivalente alla presenza nel circuito d'ingresso di una conduttanza G_k alla temperatura zero e perciò non associata ad un generatore di corrente di rumore.

Osserviamo che nell'esempio numerico riportato tale conduttanza G_{k1} ha un valore trascurabile rispetto alle altre conduttanze presenti nel circuito e perciò l'errore commesso nell'ometterla è assai lieve.

A frequenze più elevate però l'omissione suddetta non sarebbe possibile, altrimenti l'errore introdotto sarebbe intollerabile.

5.3. - Conseguenze della coerenza fra corrente di rumore indotto di griglia e corrente di rumore per effetto granulare.

Abbiamo più volte, nel corso della nostra trattazione, fatto notare che si faceva implicitamente ricorso all'ipotesi che i vari rumori fossero fra loro indipendenti. Abbiamo anche osservato che esiste un rapporto di coerenza non nullo fra corrente di rumore indotto di griglia (dovuta al tempo di transito non nullo) e corrente di rumore per effetto granulare. Precisiamo ora, senza tuttavia darne la dimostrazione piuttosto complessa, che fra la corrente di rumore indotto di griglia i_t e la corrente di rumore dovuta all'effetto granulare i_p esiste la relazione:

$$i_t = -j\, \omega \left(\frac{t}{3}\right) i_p \qquad (59)$$

ove si è indicato con t il tempo di transito elettronico catodo-griglia. Tenendo conto della (59) la (43) diviene:

$$S\, \frac{\left[i_s + i_1 - j\, \omega \left(\frac{t}{3}\right) i_p\right]}{Y_s} + i_p. \qquad (60)$$

La (60) si può scrivere:

$$S\, \frac{(i_s + i_1)}{Y_s} + \frac{i_p}{Y_s} \left[Y_s - j\, \omega \left(\frac{t}{3}\right) S\right]. \qquad (61)$$

Nella (61) figurano tre correnti di rumore fra loro indipendenti e perciò i loro contenuti quadratici godono della proprietà additiva ed il contenuto quadratico medio della corrente di cui in (61) è:

$$S^2\, \frac{(\overline{i_s^2} + \overline{i_1^2})}{|\, Y_s\, |^2} + \frac{\overline{i_p^2}}{|\, Y_s\, |^2} \left|\, Y_s - \omega \left(\frac{t}{3}\right) S\, \right|^2 \qquad (62)$$

Il rapporto della (62) con la (46) dà il fattore di rumore:

$$F = 1 + \frac{\overline{i_1^2}}{\overline{i_s^2}} + \frac{\overline{i_p^2}}{\overline{i_s^2}\, S^2} \left|\, Y_s - j\, \omega \left(\frac{t}{3}\right) S\, \right|^2 \qquad (63)$$

Tenendo conto delle (42), della (59) e della (2 a) la (63) diviene:

$$F = 1 + \frac{G_1}{G_s} + \frac{R_{eq}}{G_s} \left|\, (G_s + G_1 + G_t) + j \left(B - \sqrt{\frac{5\, G_t}{R_{eq}}}\right) \right|^2 \qquad (64)$$

Cioè si ha:

$$F = 1 + \frac{G_1}{G_s} + \frac{R_{eq}}{G_s} (G_s + G_1 + G_t)^2 + \frac{R_{eq}}{G_s} \left(B - \sqrt{\frac{5\, G_t}{R_{e1}}}\right)^2 \qquad (65)$$

Dalla (65) risulta che se $B = 0$, cioè se il circuito d'ingresso è accordato alla frequenza centrale della banda si ricade nella formula (2) finora utilizzata. Se invece si ha:

$$B = \sqrt{\frac{5\, G_t}{R_{eq}}} \qquad (66)$$

la (65) diviene:

$$F = 1 + \frac{G_1}{G_s} + \frac{R_{eq}}{G_s} (G_s + G_1 + G_t)^2 \qquad (67)$$

che differisce dalla (2) in quanto manca del termine $5\, G_t/G_s$.

Ne consegue che, se il circuito d'ingresso presenta una suscettanza opportuna, data dalla (66), è possibile eliminare il contributo di rumore dovuto al rumore indotto di griglia ed avere, almeno ad una frequenza, un fattore di rumore

più basso di quello conseguibile sintonizzando il circuito di ingresso a detta frequenza, cioè ponendo $B = 0$.

In tal caso la conduttanza del generatore per la quale il fattore di rumore assume il minimo valore, riferendosi solo al primo stadio, deve soddisfare la condizione:

Come si vede il fattore di rumore è molto minore di quello calcolato senza tener conto della coerenza fra le correnti di rumore indotto di griglia e di correnti di rumore per effetto granulare; infatti abbiamo solo $F = 1,224$, cioè 0,878 dB

$$\frac{\partial F}{\partial G_s} = -\frac{G_1}{G_s^2} + \frac{2 R_{eq}}{G_s}(G_s + G_1 + G_t) - \frac{R_{eq}}{G_s^2}(G_s + G_1 + G_t)^2 = 0 \quad (68)$$

Da cui:

$$G_s = \sqrt{\frac{G_1 + R_{eq}(G_1 + G_t)^2}{R_{eq}}} \quad (69)$$

Tuttavia, nella gamma di frequenza dell'amplificatore, ad una sola frequenza si verifica la possibilità della suddetta eliminazione, ma considerato il fattore di rumore nell'intera gamma le conclusioni appaiono assai meno ottimistiche. Inoltre si ha una variazione dell'amplificazione disponibile di potenza. Infine la risposta dello stadio diviene asimmetrica rispetto alla frequenza centrale.

Allo scopo di chiarire meglio la questione ricolleghiamoci all'esempio numerico trattato al paragrafo 3 ed applichiamo al primo stadio le considerazioni svolte. Trascureremo anche ora la conduttanza G_k dovuta all'induttanza del reoforo catodico al solo scopo di non inficiare, con l'introduzione di un altro elemento, precentemente omesso, la possibilità di un confronto. Ricordando che $G_{t1} = 50,4\ \mu A/V$ ed $R_{eq1} = 366\ \Omega$ dalla (66) si ha:

$$B_1 = 830\ \mu A/V .$$

Perciò il circuito di ingresso dovrà alla frequenza centrale essere capacitivo ed il valore di detta capacità deve essere di:

$$\frac{B_1}{\omega} = 2,2\ pF .$$

Essendo la capacità del circuito d'ingresso di 7 pF è necessaria una induttanza che compensi, al centro banda, con la sua suscettanza induttiva, la suscettanza capacitiva dovuta ai $7 - 2,2 = 4,8$ pF restanti. Perciò si deve avere:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2\ 4,8 \cdot 10^{-12}} = 1,47\ \mu H$$

Detta induttanza risuonerà invece con l'intera capacità alla frequenza:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 49,8\ MHz$$

Per avere quindi alla frequenza di 60 MHz una suscettanza capacitiva di 830 $\mu A/V$ è sufficiente accordare il circuito di ingresso a 49,8 MHz.

La conduttanza di perdita della bobina diviene ora, supponendo che si abbia ancora $Q = 96$.

$$G_1 = \frac{1}{\omega_0 L Q} = 18,8\ \mu A/V .$$

Dalla (69) si ha perciò:

$$G_s = 226,6\ \mu A/V .$$

Perciò dalla (67) si ha:

$$F = 1,224 .$$

rispetto a $F = 1,7$ pari a 2,3 dB e si conseguirebbe una diminuzione di ben 1,42 dB. Come già detto questo risultato è ottimistico, ma si consegue tuttavia una sensibile diminuzione del fattore di rumore per detta via. Circa l'amplificazione disponibile di potenza, si ha ora, applicando la (4) e ricordando che, come testè determinato, si ha:

$$Y_s = G_s + G_1 + G_{t1} + j B = 295,8 + j\, 830\ \mu A/V ,$$

il seguente valore:

$$W = 61,5 .$$

La diminuzione dell'amplificazione disponibile di potenza è senz'altro un elemento nocivo, ma, ripetiamo, in definitiva sintonizzare il circuito d'ingresso su una frequenza opportuna diversa da quella di centro banda, secondo la teoria esposta, implica una diminuzione del fattore di rumore, anche se meno cospicua di quanto potrebbe sembrare da un esame superficiale, ma tuttavia utile [2].

5.4 - Effetti della neutralizzazione anodo-griglia del primo tubo.

Completiamo tornando brevemente ad analizzare l'effetto della neutralizzazione introdotta fra anodo e griglia del primo tubo. E' noto che l'ammettenza di uscita di un triodo con catodo a massa è:

$$Y_u = \frac{1}{r} + \frac{Y_i Y_n + S Y_n}{Y_i + Y_n} \quad (70)$$

ove Y_i è l'ammettenza del circuito griglia-catodo; Y_n l'ammettenza del circuito placca-griglia; r ed S rispettivamente resistenza interna e pendenza del tubo. Ponendo $\alpha = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega$ si ha:

$$Y_i = G_s + G_{B1} + j\omega_0 C_i \alpha \quad (71)$$

ed ancora

$$Y_n = G_n + j\omega_0 C_{gp}\alpha , \quad (72)$$

ove G_n è la conduttanza di perdita della bobina di neutralizzazione. Sostituendo le (71) e (72) nella (70) si ha:

$$Y_u = \frac{1}{r} + \frac{(G_s + G_{B1} + j\omega_0 C_i \alpha)(G_n + j\omega_0 C_{gp}\alpha) + S(G_n + j\omega_0 C_{gp}\alpha)}{G_s + G_{B1} + G_n + j\omega_0 (C_i + C_{gp})\alpha} \quad (73)$$

Introducendo i coefficienti di bontà dei circuiti griglia-catodo Q e griglia-anodo Q_n, che sono dati da:

$$Q = \frac{\omega_0 C_i}{G_s + G_{B1}} \quad (74)$$

$$Q_n = \frac{\omega_0 C_{gp}}{G_n} \quad (75)$$

la (73) diviene, poichè $G_s + G_{B1} \gg G_n$ e $C_i \gg C_{gp}$, con buona approssimazione:

$$Y_u = \frac{1}{r} + \frac{(G_s + G_{B1})(1 + jQ\alpha)\, G_n (1 + jQ_n\alpha) + S\, G_n (1 + jQ_n\alpha)}{(G_s + G_{B1})(1 + jQ\alpha)} \quad (76)$$

Da cui ovviamente:

$$Y_u = \frac{1}{r} + \frac{(G_s + G_{B1})(1 + Q^2\alpha^2)\, G_n (1 + jQ_n\alpha) + S\, G_n [1 + Q Q_n \alpha^2 + j\alpha(Q_n - Q)]}{(G_s + G_{B1})(1 + Q^2\alpha^2)} \quad (77)$$

Essendo ancora $Q \lesssim Q_n$ e $G_s + G_{B1} < S$, possiamo trascurare il termine $(G_s + G_{B1})(1 + Q^2 \alpha^2) G_n$ rispetto ad $S G_n (1 + Q Q_n \alpha^2)$ ed inoltre porre $Q_n - Q \approx Q_n$. Con ciò la (77) diviene:

$$Y_u = \frac{1}{r} + \frac{S G_n (1 + Q Q_n \alpha^2)}{(G_s + G_{B1})(1 + Q^2 \alpha^2)} + j \omega_0 C_{gp} \alpha \frac{S}{(G_s + G_{B1})(1 + Q^2 \alpha^2)} \quad (78)$$

Alla frequenza centrale si ha $\alpha = 0$ e perciò dalla (78):

$$Y_u| = G_u = \frac{1}{r} + \frac{S G_n}{G_s + G_{B1}} \quad (79)$$

Inoltre il guadagno disponibile di potenza al centro banda diviene:

$$W = \frac{S^2 G_s}{G_u (G_s + G_{B1})^2} \quad (80)$$

Essendo $G_u > 1/r$, come risulta dalla (79), si deduce che l'amplificazione disponibile di potenza diminuisce e, più genericamente, dalle (5) e (26) si deduce che il fattore di rumorosità complessivo F_1, aumenta.

L'introduzione della neutralizzazione nel circuito griglia-anodo del primo tubo, superflua ai fini della stabilita, sembrerebbe addirittura controproducente nei riguardi del fattore di rumore. Tuttavia oltre all'aumento della conduttanza d'uscita del primo tubo che, per quanto detto sopra, è nocivo, si ha anche un aumento della suscettanza d'uscita del primo tubo. Mentre l'aumento della conduttanza d'uscita è piccolo ed il suo effetto pressochè trascurabile, l'aumento della suscettanza d'uscita provoca un notevole restringimento della larghezza di banda del circuito interstadio fra primo e secondo tubo. Al solito, allo scopo di meglio chiarire le cose, ci riferiamo ai valori del nostro esempio numerico e, introducendo la neutralizzazione in oggetto, andiamo a calcolarne gli effetti.

Poichè avevamo $C_i = 7$ pF e $G_s + G_{B1} = 955.9$ μA/V ne consegue, dalla (74):

$$Q = 2{,}76 .$$

La capacità griglia-anodo del primo tubo è di 0,2 pF, ma, aumentata dalle capacità parassite, raggiunge il valore di circa 1 pF. Di conseguenza la bobina di neutralizzazione deve avere il valore di:

$$L_n = 7 \ \mu\text{H} .$$

Realizzata detta bobina si è ottenuto $Q_n = 150$ e perciò si ha una conduttanza di perdita:

$$G_n = \frac{3{,}77 \cdot 10^8 \cdot 10^{-12}}{150} = 2{,}5 \ \mu\text{A/V}$$

Ricordando che nel nostro caso $r = 4300 \ \Omega$ ed $S = 7000$ μA/V, dalla (79) si ha:

$$G_u = 250{,}5 \ \mu\text{A/V}$$

L'aumento della conduttanza d'uscita è quindi assai lieve. Ad una frequenza generica il circuito interstadio fra prima e seconda valvola presenta una conduttanza:

$$G(\alpha) = G_2 + G_{i2} + \frac{1}{r} + \frac{S G_n (1 + Q Q_n \alpha^2)}{(G_s + G_{B1})(1 + Q^2 \alpha^2)} = 3691 + \frac{18{,}3 + 7600 \alpha^2}{1 + 7{,}64 \alpha^2} \ \mu\text{A/V}$$

ed una suscettanza di:

$$B(\alpha) = \omega_0 \alpha C_{interstadio} + \omega_0 \alpha C_{gp} \frac{S}{(G_s + G_{B1})(1 + Q^2 \alpha^2)} = 3770 \alpha + \frac{2760 \alpha}{1 + 7{,}64 \alpha^2} \ \mu\text{A/V}$$

Alla frequenza centrale ($\alpha = 0$) l'ammettenza si riduce ad una conduttanza di:

$$Y(o) = G(o) = 3709{,}3 \ \mu\text{A/V} .$$

Alle frequenze per le quali si ha un'attenuazione di 3 dB, cioè ai limiti di banda, si deve avere:

$$[\sqrt{2}\, Y(o)]^2 = [Y(\alpha)]^2 = [G(\alpha) + j B(\alpha)]^2 .$$

Sostituendo, sviluppando ed ordinando si perviene alla seguente equazione:

$$83 \alpha^6 + 25{,}6 \cdot \alpha^4 - 11{,}12 \cdot \alpha^2 - 1{,}38 = 0$$

Detta equazione ammette due radici reali:

$$\alpha_1 = 0{,}554; \quad \alpha_2 = -0{,}554$$

Perciò le frequenze limiti della banda saranno date rispettivamente da:

$f/60 - 60/f = 0{,}554$ da cui: $f = 78{,}6$ MHz

e da: $f/60 - 60/f = -0{,}554$ da cui: $f = 45{,}6$ MHz

Ne consegue che la larghezza di banda del circuito interstadio fra primo e secondo tubo diviene ora di:

$$78{,}6 - 45{,}6 = 33 \text{ MHz} .$$

La neutralizzazione griglia-anodo del primo tubo provoca quindi un notevole restringimento della larghezza di banda del circuito interstadio fra primo e secondo tubo. Nel nostro caso si passa, in detto circuito, da una larghezza di banda di 58,75 MHz in assenza di neutralizzazione ad una larghezza di banda di 33 MHz allorchè la neutralizzazione è presente.

Circa l'effetto della conduttanza di perdita della bobina di neutralizzazione, si può dimostrare che, finchè $G_n \lll S_1$, ai fini del fattore di rumore del primo tubo alla frequenza centrale della banda, ha lo stesso effetto di una conduttanza dello stesso valore, ma disposta fra griglia e catodo. Se la condizione $G_n \lll S_1$ non è verificata l'espressione di detto fattore di rumore diviene assai complessa e non ha praticamente interesse per il nostro studio. L'effetto, da questo punto di vista, è molto lieve; ad esempio, nel nostro caso, si avrebbe un aumento nel fattore di rumore di:

$$\frac{G_n}{G_{s1}} = 0{,}00285$$

al centro banda, praticamente insignificante.

La conduttanza d'ingresso del primo tubo viene anche essa aumentata per la presenza della conduttanza di perdita della bobina di neutralizzazione, come se fra catodo e griglia fosse presente una conduttanza, al centro banda, di:

$$G_F = \frac{G_n (S_1 + G_{i2} + G_2 + 1/r_1)}{G_n + G_{i2} + G_2 + 1/r_1} \quad (81)$$

Anche tale effetto è lieve e nel nostro caso ammonterebbe a:

$$G_F = 7{,}23 \ \mu\text{A/V}$$

La neutralizzazione riduce inoltre la capacità di ingresso della prima valvola [3] ed aumenta quindi la larghezza di banda del circuito d'ingresso, essendo questa riduzione di capacità concomitante e di gran lunga preponderante rispetto al lieve aumento della conduttanza d'ingresso. Una maggiore larghezza di banda del circuito d'ingresso consente, genericamente, una minore larghezza di banda negli stadi successivi per ottenere una determinata larghezza di banda complessiva [4]. Ne deriva, come si rileva dalla (40) un effetto benefico sul fattore di rumore, poichè, essendo fissato, come dato di progetto, B_{1U}, allargando la banda passante del circuito di ingresso, e restringendo la banda del circuito interstadio, anche B_{2u} diminuisce e, con esso, anche F.

Un'analisi esauriente circa gli effetti della neutralizzazione della capacità griglia-anodo del primo tubo in un amplificatore « cascode » richiede però l'analisi dell'andamento del fattore di rumore totale, vale a dire l'integrale dei fattori di rumore alle varie frequenze su tutta la gamma di frequenze. Ciò implica una teoria laboriosa e complessa che esorbita

dagli scopi di questo studio limitato a considerazioni sul fattore di rumorosità alla frequenza centrale della banda passante. Ci limiteremo pertanto a concludere, come risulta da ricerche teoriche e sperimentali, che l'induttanza in oggetto riduce il fattore di rumore in modo sensibile. Con un « cascode » avente come frequenza centrale della banda 30 MHz ed una larghezza di banda di 6 MHz si è riusciti a diminuire il fattore di rumore di 0,25 dB, introducendo la neutralizzazione in oggetto; con altro « cascode » avente frequenza di 180 MHz e larghezza di banda di 2,5 MHz si è riusciti a diminuire il fattore di rumore di 2,5 dB sempre introducendo la neutralizzazione griglia-anodo del primo tubo.

***

Il circuito calcolato nell'esempio numerico e riportato in fig. 2 è stato progettato e realizzato nei laboratori della ditta FIAR.

Lo scrivente ringrazia la direzione della ditta FIAR che ha permesso la pubblicazione di questo studio.

(1) k, come si suppone noto, è la costante di Boltzmann il cui valore è $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/°K. La qualità kT è pertanto una energia.

(2) Si rammenti che una riduzione dell'amplificazione disponibile di potenza rende più cospicuo il contributo degli stadi successivo al primo al fattore di rumore totale. Tale contributo è tuttavia sempre percentualmente assai lieve rispetto al fattore di rumore del primo tubo ed una riduzione di quest'ultimo, addendo preponderante, costituisce l'obiettivo fondamentale.

(3) Alla frequenza centrale della banda si annulla, quando è presente la neutralizzazione, la capacità riportata all'ingresso per effetto Miller, pari a C_{gp} $(1 + A_1)$.

(4) Nel circuito interstadio tale riduzione di larghezza di banda si determina automaticamente, come abbiamo già visto, a causa dell'aumento della suscettanza d'uscita del primo tubo.

6. - BIBLIOGRAFIA

H. Walmann, A.B. Mac Nee, C.P. Gadsden: *A low-noise amplifier*. PIRE vol. 36, p.p. 700-708, Giugno 1948.

F.B. Llewellyn: *Low noise preamplifier*. Electronics, pag. 97. Aprile 1946.

W.A. Harris: *Some notes on noise theory and its application to imput circuit design*. RCA Review, vol. IX, n. 3, p.p. 406-418, Settembre 1948.

R. M. Cohen: *Use of new low-noise twin triode in television tuners* RCA Review, vol. XII, n. 1, p.p. 3-25, Marzo 1951.

PCC84, a RF double triode for cascode amplifiers in tuners for TV receivers Electronic Application Bulletin, vol. 14, n. 8/9, pag. 113 e segg., Agosto-Settembre 1953.

M.J.O. Strutt & A. van der Zeil: *Signal-to-noise ratio at v h f.* Wireless Engineer, vol. 23, p.p. 241-249, Settembre 1946.

E.W. Nerold: *An analysis of the signal-to-noise ratio of ultra-high-frequency receivers*. RCA Review, vol. 6, p.p. 302-331, Gennaio 1942.

H.T. Friis: *Noise figure of radio receivers*. PIRE, vol. 32, p.p. 419-422 Luglio 1944.

D.A. Bell: *Phisical basis of thermal noise*. Wireless Engineer, vol. 31, n. 2, p.p. 48-50, Febbraio 1954.

D.O. North & W.R. Ferris: *Fluctuations induced in vacuum tube grids at high frequencies*. PIRE, vol. 29, p.p. 49-50, Febbraio 1951.

N. Houlding & A.E. Glennie: *Experimental investigation of grid noise*. Wireless Engineer, vol. 31, n. 2 p.p. 35-42, Febbraio 1954.

Milton Dishal: *Theoretical gain and signal-to-noise ratio of the grounded-grid amplifier at ultra-high-frequencies*. PIRE, vol. 32, pp. 276-280, Maggio 1944.

M.C. Jones: *Grounded-grid radio-frequency voltage amplifiers* PIRE, vol. 32, pp. 423-429, Luglio 1944.

E.E. Spitger: *Grounded-grid amplifier*. Electronics pp. 136-142 Aprile 1946.

T. Murakami: *A study of grounded-grid, ultra-high-frequency amplifiers*. RCA Review, vol. XII, n. 4, Dicembre 1951.

MIT, Radiation Laboratory series: N. 18. *Vacuum tube amplifiers*. Mc Graw-Hill & Co. Inc., New York, 1948.

MIT, Radiation Laboratory Series: N. 23. *Microwave receivers*. Mc Graw-Hill & Co. Inc., New York ,1948

FINE

La rete TV estesa all'Italia Meridionale

Al momento di andare in macchina apprendiamo le ultime disposizioni del Ministro delle Poste e Telecomunicazioni relative all'estensione della rete TV al Sud di Roma, nonchè il potenziamento e l'estensione capillare del servizio TV nelle regioni dell'Italia Settentrionale e Centrale.

Secondo questo piano veramente imponente ed ardito, che porrà la TV italiana alla pari con quelle più progredite, la rete italiana si articolerà entro il prossimo anno 1956 su 84 emittenti fra principali (19) e secondarie (16) e impianti ripetitori automatici (49).

Dalla comunicazione ufficiale diramata dal Ministro delle Poste e Telecomunicazioni, on. Gennaro Cassiani, stralciamo le seguenti precisazioni di carattere tecnico generale, apparse sul numero 7 del *Radiocorriere*.

Nel giro di poco più di venti mesi, e cioè entro la fine del 1956, la televisione italiane italiana giungerà certamente oltre che a Napoli, a Bari e a Palermo, anche a Cagliari. Le onde della TV copriranno l'intero territorio della Repubblica dalle Alpi alle Isole e potranno essere ricevute nella quasi totalità di centri abitati.

Secondo il progetto ora reso noto, il sistema degli impianti TV si articola su di un asse principale, che per stazioni terminali ha Milano a nord e Palermo a sud, e su di una serie di direttrici integrative, di cui la più importante, che è quella che percorre la Valle Padana da Torino a Trieste, si innesta a Milano sull'asse principale. Seguono una diramazione laterale che dalla Umbria risale fino ad Ancona, la derivazione che dal Monte Argentaria alimenta la Sardegna, le direttrici che si distaccano nelle Puglie verso la penisola salentina e in Sicilia verso le aree sud orientali dell'isola.

Sul grande asse Milano - Palermo la catena delle stazioni (denominate principali se tenute in attività da personale tecnico fisso, o secondarie, se — specie per le località disagiate — affidate a personale tecnico mobile, in avvicendamento) comprende 20 impianti collegati, 20 tappe successive di questo ideale giro d'Italia della televisione scelte secondo un triplice criterio: quello della reciproca visibilità, quello della distanza (in linea di massima non superiore ai 100 chilometri) infine quello dell'esistenza di strade di accesso per il trasporto del materiale e il rapido svolgimento dei lavori.

A causa della natura particolarmente accidentata delle zone alpine e appenniniche il pur cospicuo numero di trasmettitori ora accennati non potrebbe assicurare la copertura TV di tutto il territorio nazionale.

E' perciò che la RAI ha previsto di installare degli impianti ripetitori automatici nel numero che sarà necessario per raggiungere la copertura totale del territorio.

Il piano ora pubblicato contempla gran parte di questi impianti e cioè non meno di 49 scelti in base alla migliore utilizzazione possibile e attuabili entro il termine stabilito; ma è senz'altro chiaro che in base alla prima esperienza, che per altro si può prevedere tale da soddisfare non meno di 40 milioni di abitanti con una superficie coperta non inferiore all' 85% di tutto il territorio nazionale, sarà proseguito l'impianto delle altre stazioni ripetitrici atte ad eliminare le lacune che saranno constatate.

Dei 49 ripetitori cui si è accennato, una parte sarà installata nelle zone del nord e del centro della penisola dove le stazioni attuali lasciano ancora molte aree scoperte, sia perchè troppo distanti da quelle, sia a motivo della non visibilità derivante dalla configurazione orografica del territorio.

(*A. Banfi*)

D *Il mio televisore, un Westinghouse americano, che posseggo da oltre un anno con piena soddisfazione, presenta da qualche tempo un fenomeno curioso.*

Sul bordo verticale sinistro del quadro appare una fascia luminosa larga circa 1 cm, l'immagine è normale.

Perchè prima, tale difetto non esisteva? Come fare per farlo cessare?

A. Borghi - Roma

R Evidentemente il difetto apparso nel suo televisore dipende da irregolarità nel circuito di deflessione orizzontale: molto probabilmente delle oscillazioni parassite che si smorzano rapidamente, all'inizio della scansione di ogni riga.

Anzitutto provi a sostituire la valvola amplificatrice finale orizzontale.

Se il difetto permane, controlli i valori dei vari organi (condensatori, resistenze) nel circuito deflettore orizzontale, compreso il giogo deflettore sul collo del tubo. Controlli pure le tensione di placca e schermo della valvola finale orizzontale.

Naturalmente occorerebbe che Lei possedesse un fascicolo di servizio, con schema elettrico quotato, del suo televisore: ciò le faciliterebbe il compito, pur non essendo indispensabile.

D *Sullo schermo del mio televisore che posseggo da quasi due anni, sono improvvisamente apparse delle trisce luminose verticali (una decina circa) a partire dal bordo sinistro del quadro. E' un difetto grave? Posso tentare di eliminarlo, dato che mi deturpa un po' l'immagine, oppure devo ricorrere ad uno specialista.*

C. Barsanti - Torino

R Il difetto nel suo televisore è da attribuirsi ad oscillazoini parassite, che si manifestano nello stadio deflettore orizzontale.

Se Ella conosce la radiotecnica e le basi della tecnica TV può anche tentare di eseguire le verifiche consigliate al Sig. Borghi nella richiesta che precede.

Inoltre può provare a sostituire il diodo « damper » nello stadio finale orizzontale.

Faccia attenzione all'alta tensione sul diodo E.A.T. e circuito connesso: tenga inoltre presente che ai capi delle bobine di deflessione orizzontale vi è una tensione di qualche migliaio di volt.

D *Ho cambiato recentemente alloggio e sistemato il mio televisore al secondo piano di una casa del centro: devo constatare con disappunto che esso non funziona più come prima. L'immagine è tutta cosparsa di puntini banchi che offuscano la chiarezza dei dettagli: inoltre con una frequenza esasperante il quadro salta, scompare in un lampeggiamento per poi ricompare quasi sumito (credo per perdite del sincronismo).*

Il mio precedente alloggio ove il televisore funzionava benissimo era al quinto piano in località periferica.

Mi hanno consigliato di installare un'antenna sul tetto dell'attuale edificio: prima però ricevevo ottimamente con la semplice antenna contenuta nello stesso televisore.

Mi potreste consigliare Voi qualcosa?

M. Santangelo - Milano

R Le confermiamo il consiglio, già datoLe da altri, di installare un'antenna esterna. Sarà sufficiente un'antenna a 3 elementi con discesa in piattina bifilare 300 ohm, o meglio con cavo schermato 150 ohm, adattato a 300 ohm all'estremità verso il televisore.

Nella sua nuova dimora, il campo della emittente TV è esiguo ed è questa la ragione per la quale l'immagine è offuscata dai puntini bianchi (il cosiddetto «effetto neve»): inoltre essendo al secondo piano, risente anche dei disturbi provenienti dai motori a scoppio degli autoveicoli, che prevalgono sul « campo » TV molto debole.

Ciò le provoca la fastidiosa perdita di sincronismo intermittente.

Vedrà che con l'antenna esterna ed una buona discesa (curi un percorso più breve possibile) tutto andrà a posto come prima.

D *Abito in un palazzo al centro di Monza a circa 20 km da Milano. Il mio appartamento è al secondo piano, ed al piano superiore (terzo) un mio coinquilino ha recentemente acquistato un televisore ed installato un'antenna sul tetto dell'edificio.*

Ho intenzione di acquistare anch'io un televisore ed il venditore mi ha detto che devo installare anch'io una seconda antenna sul tetto. Non potrei usufruire dell'antenna già installata dal mio coinquilino al terzo piano (naturalmente accordandomi con lui)?

E' proprio necessaria una nuova antenna sul tetto, che porterà probabilmente complicaioni col proprietario del palazzo, che ha già fatto difficoltà per la prima?

A. Giudici - Monza

R In via di principio, Ella può benissimo usufruire della esistente antenna, collegandosi opportunamente alla discesa che già giunge al terzo piano.

Nel punto in cui tale discesa devia dal suo percorso esterno per entrare in casa del suo coinquilino al terzo piano, si dovrebbe sistemare una scatola di derivazione, dalla quale dovrebbe partire il cavo verso di Lei, opportunamente terminato con un attenuatore costituito da due resistenze da 1000 ohm (una per ciascun conduttore verso la giunzione nella scatola) ed una da 500 ohm di chiusura del cavo stesso (a cavallo delle due precedenti resistenze da 1000 ohm).

Se il cavo di discesa (o la piattina) è di buona qualità e ben installato, e l'antenna è a 4 o 5 elementi, Ella non dovrebbe trovare difficoltà ad alimentare bene il suo televisore senza arrecare disturbo al suo coinquilino.

Per precauzione faccia eseguire (se è in grado di farlo, beninteso) dal suo installatore una misura di campo all'estremità della discesa attuale al terzo piano: se l'indicazione è superiore a $600 \div 700$ microvolt, può agire tranquillo senza preoccupazioni. Se il valore ottenuto è inferiore potrebbe provare a sostituire l'attuale antenna con una a maggior numero di elementi sino a raggiungere il valore suaccennato.

Con « campo » inferiore a 500 microvolt, sarà però preferibile installare una seconda antenna.

D *Inesplicabilmente da qualche tempo, la ricezione del mio televisore che era sempre stata ottima, è andata progressivamente diminuendo in contrasto e dettaglio delle immagini, pur portando al massimo il controllo del « contrasto ». Per aumentare il contrasto sono ora costretto a ridurre la luminosità ad un livello insopportabile. Cosa può essere avvenuto?*

S. Binaghi - Busto Arsizio

R Da sintomi che Ella ci descrive risluterebbe una diminuzione del segnale o della amplificazione in alta ed in media frequenza.

Provi pertanto a sostituire qualche valvola del gruppo RF e delle medie frequenze: se non ottiene miglioramento controlli accuratamente la discesa e l'impianto di antenna.

Molti casi simili al suo, sono causati da deterioramento dell'impianto d'antenna: una revisione opportuna sistemerà ogni cosa.

Un consiglio: controlli subito se la discesa è collegata bene al televisore: sovente spostando l'apparecchio per le pulizie di casa si distacca un capo od entrambi della linea.

(*A. Banfi*)

nel mondo della TV

La Televisione in Russia

Il nostro Collaboratore Otton Czeczott di Forte dei Marmi ci invia una precisazione ad una notizia da noi pubblicata nella rubrica « nel mondo della TV » e relativa agli sviluppi della TV in Russia. In una lettera inviata dal sig. N. Tarassov, direttore del deposito specializzato televisivo n. 42 di Mosca, alla redazione della rivista sovietica *Radio* (l'unica del ramo, tiratura 120.000 copie) e pubblicata nel fascicolo di dicembre u.s. dalla suddetta rivista sotto il titolo « Reclami dei proprietari di televisori », si dice (tra parentesi le note del nostro corrispondente):

« Molti sono i tipi nuovi di televisori che si trovano in vendita: Tempo (16 pollici), Avanguardia (13 pollici), Zenit (13 pollici) ed altri come: Stella (è dubbio che raggiunga i 13 pollici), KVN (7 pollici), T-2 (9 pollici, che i radioamatori riescono ad adattare a 13 pollici). In molti casi però essi non si possono adoperare perchè in commercio non ci sono antenne televisive esterne; non le produce nessuno. Il Gosradiotrest (ente statale per la distribuzione dei prodotti radio), il quale esegue l'installazione dei televisori, ha avvisato nel giugno 1954 i direttori di tutti i negozi, che per i televisori Avanguardia, Stella, Zenit, KNV, le imprese d'installazione del Gosradiotrest non hanno antenne esterne e che d'ora in poi di tali antenne verranno provvisti soltanto i televisori T-2. Chi dunque deve produrre le antenne esterne o magari le parti indispensabili per il loro montaggio?

L'industria radiotecnica può e deve produrre le antenne esterne per i televisori. Quanto tempo occorrerà attendere ancora, affinchè compaiano in commercio le antenne e cessino i disagi per i proprietari dei televisori? ».

Le conclusioni che si possono trarre dalla lettera del sig. Tarassov sono molte e di ordine diverso, ma tutte abbastanza evidenti.

La B.B.C. sta sperimentando

nei suoi laboratori la televisione a colori sul sistema americano compatibile N.T.S.C. adattato allo standard inglese a 405 righe. I risultati in laboratorio sono soddisfacenti: verso la metà di quest'anno verranno effettuate delle prove di irradiazione di diapositive e sbarre cromatiche a scopo di indagine sul comportamento dei televisori attuali e quelli a colori nel campo della ricezione pratica. Non vi saranno comunque veri e propri programmi a colori per ora.

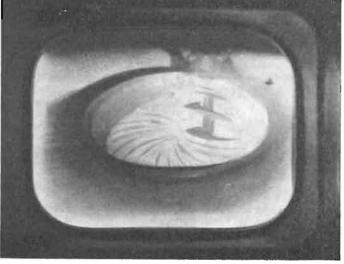



Fig. 1. - L'impastatrice per il petrinaggio della nitroglicerina in funzione.

Fig. 2. - L'impastatrice di cui alla fig. 1, vista attraverso lo schermo della TVI, al banco di comando.

L'impianto di Televisione Industriale

Si descrive l'impianto di televisione industriale installato durante i mesi estivi del 1954 negli stabilimenti di Avigliana e oggetto nel mese scorso di numerosi servizi sui quotidiani e sui settimanali a rotocalco. Essi però, se hanno soddisfatto la curiosità del pubblico, non sono riusciti a dare ai tecnici un'idea esatta della completezza di questo impianto, che è il primo in Italia e in Europa.

Il 17 gennaio di quest'anno, alle sette e trenta del mattino, la tranquilla borgata di Avigliana a pochi chilometri da Torino era bruscamente svegliata da una violenta esplosione. I vetri di molte case volavano in pezzi, mentre una sinistra fumata nera si levava da uno dei reparti dello stabilimento « Dinamite Nobel », e le sirene d'allarme facevano echeggiare la valle di lugubri note. Questo suono è noto agli abitanti del paese perchè spesso fu in passato foriero di lutti e di pianti: così fu un accorrere precipitoso di persone verso gli ingressi dello stabilimento, dove già gli operai addetti alla lavorazione della dinamite facevano il primo turno.
Si era avuta una violenta esplosione nel reparto dove avviene il « petrinaggio », cioè l'impastamento della nitroglicerina con gli eccipienti che la rendono stabile trasformandola nelle molte varietà di dinamite.
Fortunatamente, il bilancio della deflagrazione che era stata molto violenta, non rivelò che pochi feriti, tutti leggeri perchè colpiti da schegge di vetro o calcinacci, ma nessuna vittima. Sui volti rischiarati di tutti si leggeva una distensione che era il riflesso di attimi d'angoscia interminabili, vissuti in pochi anni tante volte, e spesso latenti nei cuori delle mogli e delle madri. Una voce cominciò subito a circolare: la televisione!

* * *

È appena un semestre infatti che alla lavorazione di petrinaggio non presenziano più operai, ma essa viene controllata a distanza da un impianto di televisione industriale. Questa è la prima realizzazione in questo campo; non solo in Italia. E la sua utilità si è dimostrata in questa occasione, prova del continuo progresso e dell'importanza delle applicazioni elettroniche nel campo delle lavorazioni difficili o pericolose.
L'impianto voluto dalla Montecatini, e realizzato dalla RNR di Milano, è una ulteriore conferma dello sviluppo in tutti i settori della meccanizzazione elettronica, in questo caso sotto forma di telecontrollo, e degli sforzi sempre più fruttuosi per la garanzia dell'incolumità e della salvezza della vita umana. Speriamo quindi vi possa riuscire gradito l'articolo che illustra questo nuovo impianto, del quale una sola telecamera si è distrutta, sostituendo la sua fine a quella di molte vite umane.

1. - PREMESSA.

Una inconsueta quanto importante applicazione della televisione industriale, è stata realizzata in questi ultimi tempi, nello stabilimento della « Dinamite Nobel » di Avigliana.
L'importanza della realizzazione che descriveremo, è stata sottolineata dalla stampa e dalla radio, nel corso di una serie di interviste ed articoli apparsi in questi ultimi tempi: essi però, se potevano soddisfare la curiosità del pubblico, non potevano invece dare al tecnico l'idea esatta della completezza di questo impianto, che è il primo in Italia ed in Europa.
La televisione industriale è molto diffusa in America, sia per il controllo delle lavorazioni pericolose — quali sarebbero ad esempio quelle con materiali radioattivi — sia per scopi didattici e pubblicitari. Normalmente viene impiegata una telecamera, collegata a mezzo di appropriati cavi multipli, ad un cofano monitore-generatore degli impulsi di deflessione, che viene posto nel locale d'osservazione. L'immagine, ripresa nel locale dove non è possibile o consigliabile la presenza dell'uomo, viene ritrasmessa ad una distanza di parecchie

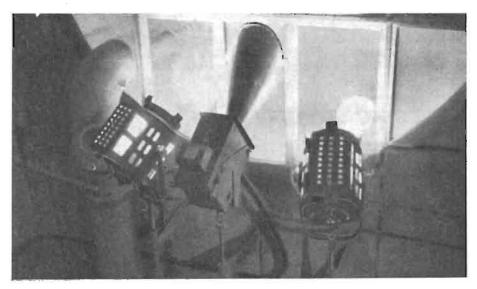



Fig. 3. - Riflettori e telecamera posta nella cassetta stagna sul sommo delle « grotte » delle impastatrici per il petrinaggio della nitroglicerina.

nel Dinamitificio di Avigliana *

di Gino Nicolao

centinaia di metri, e ricevuta su un normale schermo televisivo, che generalmente non supera i nove pollici.

Il problema relativo alla realizzazione di un impianto di controllo televisivo in Italia, trovava invece un campo irto di notevoli difficoltà, sia per la poca esperienza in campo TV, che notoriamente c'è da noi, sia per la difficoltà del reperimento di determinati materiali che non possono essere forniti dal mercato nazionale. In Italia infatti esisteva un solo impianto televisivo industriale — quello della RCA — installato nella centrale termoelettrica di Piacenza. A parte ciò, i due problemi in sè sono completamente diversi, dato che nel caso di Piacenza è sufficiente trasmettere a distanza dei controlli visivi limitati in ampiezza, e cioè immagini di strumenti di piccola superficie quali livelli, manometri e termometri; mentre nel nostro caso l'immagine da riprendere era di parecchi metri quadrati, e doveva dare il senso assoluto della profondità.

(*) L'impianto descritto è stato realizzato dalla R.N.R. S. p. A. di Milano. Le fotografie che accompagnano l'articolo sono state eseguite dall'Autore.

A questi due punti va aggiunta la necessità di disporre di una luce molto più intensa, sia per l'impiego di tubi da presa meno sensibili (dato che non si trovavano sul mercato, al momento del progetto, nè si potevano acquistare all'estero tubi per TV industriale di forte sensibilità), sia per la grande superficie da illuminare, di colore prevalentemente chiaro ma senza violenti contrasti.

È anche evidente che l'impegnarsi nella realizzazione di un impianto di concezione assolutamente nuova come quello che descriveremo, comportava un evidente disagio iniziale, perchè significava mettere a confronto la costruzione di un apparecchio professionale di prima realizzazione con i prodotti esteri e specialmente americani, che si valevano di una assai maggiore esperienza e di un mercato molto più florido del nostro.

2. - DESCRIZIONE GENERALE DELL'IMPIANTO.

L'installazione di questo televisore industriale, è stata compiuta durante i mesi estivi del 1954, quando lo stabilimento di Avigliana era chiuso per le ferie annuali; un'installazione provvisoria, posta in luogo più per motivi di studio che per soddisfare il normale ciclo di produzione dello stabilimento, era stata fatta anche nei mesi precedenti, ed era stata di grande aiuto per definire i punti deboli dell'impianto, dal punto di vista non certamente elettronico, ma costruttivo finale.

Il televisore industriale consta di una serie di telecamere, poste ciascuna in un locale che si desidera controllare a distanza, ognuna delle quali fa capo ad un « box » o scatola di derivazione, che provvede allo smistamento delle tensioni e dei segnali, quando la telecamera stessa sia inserita. Il « box » è collegato per mezzo di un cavo multiplo, ad un cofano « pilota » conteniti generatori primari degli impulsi di sincronizzazione orizzontale e verticale. Questo cofano è posto nel locale di osservazione, che dista una quarantina di metri dalle celle dove sono poste le telecamere, e non ha alcun comando. Da esso escono due cavi multipli, uno destinato al monitore, posto al centro del banco di comando, ed uno diretto al leggio di controllo, che si trova sul fianco sinistro del banco stesso. In un leggio simmetrico posto sul lato destro, sono invece i comandi relativi ai riflettori d'illuminazione, ed il cofano dell'interfono che permette l'ascolto dei rumori provenienti dai locali osservati.

La disposizione della sezione impasto delle Dinamiti di Avigliana, è di concezione nuova e di costruzione recentissima. La realizzazione, è stata voluta dalla Montecatini, proprietaria dello stabilimento, per garantire l'incolumità degli operai addetti alle lavorazioni, durante il ciclo di produzione, che è il più pericoloso. In un lato della collinetta che sovrasta lo stabilimento, sono state erette quattro celle in cemento armato dello spessore superiore ad un metro ed a forma di settore sferico, collegate tra loro da un corridoio che è separato da esse con un labirinto antisoffio, e termina a fianco di un locale d'osservazione e di comando a distanza, strutturalmente separato dal complesso della costruzione precedente, e difeso da uno spesso muro in cemento armato e da un terrapieno.

Le celle, sono chiuse verso l'esterno da una sottile parete di legno, munita di porte di sicurezza, e hanno un locale d'accesso privo di chiusure verso l'alto, in modo che una eventuale esplosione abbia libero sfogo in questa direzione, e in questa sola. Oltre il labirinto, nella direzione del corridoio, si trova un'altra porta di sicurezza ed un dispositivo che comanda una lampadina spia sul banco di comando del locale d'osservazione, quando tutte le porte sono chiuse regolarmente.

Tutto questo sistema è separato dal rimanente degli impianti dello stabilimento da un terrapieno di grande spessore e notevole altezza, che ha il com-

pito di prevenire il propagarsi del soffio d'aria, e di rompere l'onda d'urto, dovuta ad una malaugurata esplosione. Le telecamere munite di obbiettivo molto luminoso (1 : 1.9) sono installate l'obbiettivo. Il cavo di connessione esce dalla parte superiore, ed è contenuto in un tubo corrugato flessibile che permette il movimento in senso zenitale ed azimutale della telecamera. Esso

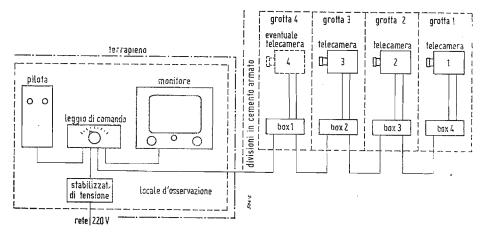



Fig. 4. - Stenogramma dell'impianto di TVI di Avigliana nello stabilimento della « Dinamite Nobel ».

esternamente alla « grotta » davanti ad un vetro che separa il locale che contiene l'impastatrice, e che è posto sopra la porta d'accesso in legno che abbiamo nominato prima. Dato che il cielo di questo locale è protetto solo per metà da una tettoia, mentre per il resto è libero, la telecamera è allogata in una speciale cassetta di protezione stagna, munita posteriormente di uno sportello d'ispezione con guarnizione in gomma, ed anteriormente di un tubo con finestra in vetro di sicurezza, per termina con una flangia a tenuta, in un giunto a gomito di tubo da 2 pollici, che prosegue lungo la parete e raggiunge con una curva a raggio medio il « box ». Anche questo è ermeticamente chiuso in una cassa di fusione, che oltre ad essere stagna è antideflagrante, ed è fissato alla parete laterale della « grotta ». Un ulteriore conduttura in tubo da due pollici parte dalla scatola sopra citata e — attraverso il terrapieno — raggiunge il locale d'osservazione, con un percorso di circa cento

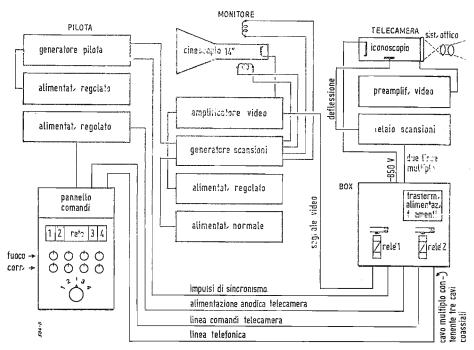



Fig. 5. - Schema semplificato dell'impianto di TVI descritto.

metri. Ogni scatola di derivazione ha una linea, che prosegue e si porta alla successiva, della grotta seguente.

Tutti i comandi della telecamera, ad eccezione di quelli semifissi, che vanno regolati una volta tanto, sono comandati a distanza dal leggio del banco di comando.

Ai lati destro e sinistro della telecamera sono posti due riflettori con lente di Fresnel e filtro infrarosso, anticalore, orientati in modo da illuminare la macchina impastatrice, e lievemente divergenti, in modo da creare un leggero contrasto d'ombre.

Anche i cavi di alimentazione dei riflettori sono protetti dagli agenti esterni e dall'ambiente con cavi corrugati che fanno capo a tubature standardizzate. Tutte le celle sono da considerarsi gabbie di Faraday, dato che sia le armature del cemento, sia le strutture metalliche sono collegate a terra, e sulle pareti di legno divisorie (lato porte) sono tese reti a larghe maglie per completare l'effetto schermante. Tutto questo, naturalmente, agli effetti di eventuali scariche elettriche di origine atmosferica o d'altra fonte.

Nel locale d'osservazione, come dicemmo più sopra, si trovano tutti gli strumenti per il controllo e il comando delle macchine impastatrici installate nelle singole celle: e precisamente i comandi generali di tutti gli impianti elettrici, le spie di controllo della chiusura delle porte, gli interruttori d'avviamento delle impastatrici, i rubinetti degli impianti di raffreddamento e riscaldamento delle vasche e dell'aereazione, i termometri di vasca e d'elica mescolatrice ed infine i comandi relativi alla televisione industriale. Il tecnico addetto all'osservazione ha quindi a portata di mano tutto quanto serve al funzionamento perfetto ed alla sorveglianza dell'installazione, comprendente i tre locali di impastamento, e quello di preparazione delle polveri semiinerti che verranno mescolate alla nitroglicerina.

3. - DESCRIZIONE DELLE SINGOLE UNITÀ.

La parte elettronica dell'impianto d'Avigliana, che passeremo a descrivere dettagliatamente è composta delle seguenti unità:

3 Telecamere
3 Box o scatole di derivazione e commutazione
1 Pilota
1 Leggio di comando
1 Monitore.

La telecamera, è costituita da un cofano metallico di forma prismatica rettangolare, e contiene il tubo da presa, il telaio preamplificatore video, ed il telaio generatore delle tensioni di deflessione. Sulla parete posteriore sono raggruppati i comandi semifissi, e cioè le centrature dell'immagine, l'ampiezza orizzontale e verticale, la sensibilità ed il

fuoco ottico. Il tubo da presa è un iconoscopio del tipo 5527, montato secondo gli schemi convenzionali, e schermato da un tubo di mumetal di forte spessore. Il clip collegato al target di questo tubo, fa direttamente capo alla griglia controllo di una valvola preamplificatrice in circuito cascode, del tipo 6BQ7 A, che è fissata sul preamplificatore accennato prima. Questa valvola è seguita da due stadi con 6AK5 amplificatrici di tensione, mentre una valvola 6AB4 provvede all'uscita del segnale video in « cathode follower », direttamente accoppiata al cavo coassiale da 75 Ω. Il terzo stadio di questo preamplificatore comprende un circuito di controreazione la cui costante di tempo produce un'enfasi di 6 dB per ottava, che compensa l'attenuazione delle alte frequenze introdotte dall'uscita dell'iconoscopio. Accanto al telaietto video, è posto un altro simile pannello comprendente le valvole necessarie all'amplificazione degli impulsi orizzontali e verticali provenienti dal pilota, e quelle destinate alla formazione delle tensioni di scansione a dente di sega e dell'impulso di cancellazione. Il telaio impiega tre 12AT7 ed una 12AX7; queste valvole sono connesse alle placchette deflettrici del 5527 attraverso opportune capacità, dato che questo iconoscopio impiega la deflessione elettrostatica.

L'iconoscopio stesso è alimentato con una tensione di circa 850 V ed ha l'anodo finale ed il fotocatodo al potenziale di massa, ed il catodo (e così pure il filamento), ad una tensione negativa di 850 V.

I circuiti d'accensione de filamenti della telecamera ricevono la tensione da un trasformatore che si trova nel « box », mentre la tensione anodica di 230 V, e la tensione negativa di 24 V, provengono direttamente dagli alimentatori che si trovano sul pilota. L'amplificatore video ha una risposta lineare da 10 Hz a 3.5 MHz. La telecamera è completata da un sistema ottico che comprende un obbiettivo della focale di 50 mm, e della luminosità massima di 1 :1.9, montato su un supporto scorrevole comandato dalla parte posteriore della telecamera, per mezzo di un asse munito di due giunti cardanici. Inoltre la telecamera stessa è contenuta in un'altra scatola di ferro zincata e verniciata a fuoco, assolutamente ermetica a prova d'acqua.

Il « box » è una scatola di derivazione che contiene solamente le morsettiere d'arrivo e di partenza dei cavi, il trasformatore per l'accensione dei filamenti della telecamera, ed i relè per la commutazione delle telecamere a distanza.

In esso è contenuto anche un circuito telefonico duplex, con chiamata a ronzatore, che fa capo alle altre telecamere e principalmente al pilota, per i controlli di servizio e le revisioni periodiche.

Il box è collegato alla telecamera per mezzo di due cavi multipli, che comprendono i tre cavetti coassiali da 75 Ω, destinati rispettivamente agli impulsi orizzontali e verticali ed al segnale video. Una linea similare collega questa unità di derivazione al pilota, che — come abbiamo detto — si trova nel locale di osservazione.

Il pilota comprende due telai alimentatori regolati elettronicamente, facenti uso di una tensione di riferimento fornita da una stabilizzatrice a gas 85A2, ed una valvola PL81 regolatrice, preceduta da una EF80 amplificatrice di controllo. Di essi uno alimenta i telai della telecamera, mentre l'altro fornisce la tensione anodica al generatore degli impulsi di comando orizzontali e verticali. Un alimentatore di negativo rettifica le tensioni di filamento in serie (12 + 12 V) e fornisce 24 V necessari per il funzionamento dei relè di commutazione delle telecamere, che si trovano nei singoli box.

Il telaio generatore degli impulsi orizzontali e verticali di comando, si trova nella parte superiore di questa unità, e comprende oltre ai circuiti multivibratori, anche un generatore di alta tensione ad impulsi, che, rettificata e livellata serve per gli elettrodi del tubo da presa. Il telaio dei generatori d'impulsi è diviso in due sezioni che si trovano sul lato destro e sinistro rispettivamente dello chassis, e si estendono in senso longitudinale parallelamente. Per la generazione degli impulsi verticali sono impiegate una valvola 12AT7 ed una 12BH7, e la tensione impulsiva generata è sincronizzata con la frequenza della rete. Sono previste due uscite a bassa impedenza, che fanno capo rispettivamente ai cavi diretti alle telecamere ed al monitore. Una 12AT7 ed una 12BH7 sono impiegate anche nel generatore degli impulsi orizzontali, che è indipendente e non viene sincronizzato con alcuna frequenza. Una sezione di 12AT7 ed una di 12BH7 collegate in circuito multivibratore, producono gli impulsi, mentre un circuito flywheel rende stabile la frequenza prodotta. Le due rimanenti sezioni sono impiegate come amplificatrici, ed hanno uscita catodica, chiusa sul cavo coassiale da 75 Ω che alimenta rispettivamente il telaio scansioni della telecamera e sincronizza il generatore orizzontale del monitore.

Sul pannello frontale del pilota si trovano soltanto due lampade spie di controllo, una della tensione anodica ed una della tensione dei filamenti; sul pannello posteriore vi sono invece dei con-

(il testo segue a pag. 53)

Fig. 7. - Circuiti dello stadio preamplificatore video dell'uscita della telecamera.

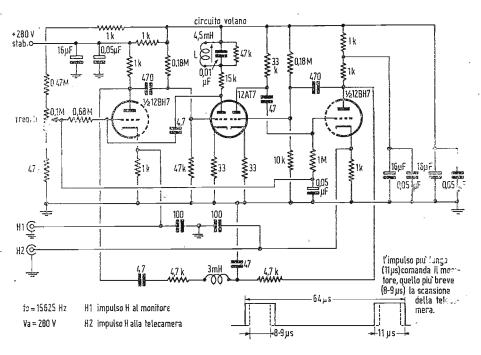



Fig. 6. - Circuito elettrico della sezione multivibratore orizzontale di comando.

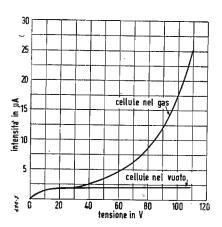
Caratteristiche e Condizioni d'Impiego

1. - INTRODUZIONE

La storia della cellula fotoelettrica è quella di un miracolo moderno. Le sue realizzazioni sono state così numerose, così sorprendenti, che esse sembrano quasi impossibili.

Sebbene le cellule fotoelettriche siano già in uso da molti anni, solo recentemente abbiamo potuto valutarne appieno le numerose applicazioni possibili. Ogni giorno impieghi nuovi e utili vengono scoperti e sfruttati sì che in molte applicazioni vengono eliminati metodi manuali di comando o di controllo, vengono accelerate le singole operazioni, ecc. rendendo possibili i risultati più soddisfacenti.

La Continental Electric Co. è una delle fabbriche pioniere di fotocellule negli U.S.A. ed oggi, dopo un inizio quasi oscuro, si trova all'avanguardia in questo campo. Una accurata statistica sulle apparecchiature a cellula in funzione indica che vengona usate oggi più cellule fotoelettriche CETRON che di qualsiasi altra marca, anzi, in certe applicazioni sono impiegate oggi più cellule CETRON che di tutte le altre marche sommate.

Una breve ricerca nella storia delle cellule fotoelettriche rivela che l'effetto fotoelettrico fu scoperto da Hertz nel 1887. Seguì un lento ed arduo progresso ma non fu prima del 1928 che le cellule fotoelettriche vennero immesse per la prima volta nell'impiego pratico generale. A quel tempo esse vennero usate per la riproduzione acustica nelle apparecchiature cinematografiche e oggi praticamente tutte le apparecchiature sonore usano cellule fotoelettriche per la riproduzione del suono. Fin da quel tempo le cellule fotoelettriche CETRON, grazie alla loro alta qualità e alla loro completa sicurezza hanno goduto di una particolare preferenza presso le fabbriche di apparecchiature cinematografiche. Nelle apparecchiature sonore si trovano più cellule CETRON che di ogni altra marca. Dal 1928 in poi le cellule fotoelettriche sono state grandemente perfezionate cosicchè oggi esse hanno maggior sensibilità e più lunga durata. La loro applicazione nella riduzione dei tempi di produzione e nei perfezionamenti della qualità dei prodotti nell'industria è eccezionalmente preziosa.

2. - DESCRIZIONE.

La Continental produce diversi tipi di cellule fotoelettriche con dimensioni e sensibilità variabili sia riguardo alla risposta della luce e del colore sia con tipi in atmosfera di gas o nel vuoto.

Le cellule fotoelettriche in atmosfera di gas sono raccomandate quando è richiesta un'alta sensibilità; le cellule fotoelettriche nel vuoto dovrebbero invece essere usate quando è necessario un alto grado di stabilità e un rapporto esatto fra corrente e luce (vedi fig. 1). Usando tipi in atmosfera gassosa è importante che non venga superata la tensione massima raccomandata; altrimenti apparirà un colore vivo dovuto a jonizzazione. Il fenomeno della jonizzazione accorcia la durata della cellula e può anche alterarne le proprietà.

Esistono due curve di sensibilità allo spettro luminoso. La prima, chiamata S-1, presenta la risposta massima nella regione del rosso e dell'infrarosso. Questa curva viene generalmente usata quando la sorgente luminosa è costituita da una lampada ad incandescenza. La seconda curva, detta S-4, presenta la risposta massima nella regione violetta. I grafici che rappresentano queste curve di risposta allo spettro sono riportati nelle figure 2, 3 e 4.

Esaminando il possibile impiego delle cellule fotoelettriche, bisognerebbe sempre considerare se l'apparecchiatura progettata può essere manovrata o se è preferibile che il risultato richiesto debba essere raggiunto con opportune variazioni della sorgente luminosa. In quest'ultimo caso il buon funzionamento dell'apparecchiatura elettronica dipende strettamente dalle variazioni della quantità di luce che colpisce il catodo della cellula. Generalmente più è piccola la variazione di luce e più l'apparecchio deve essere sensibile e accuratamente costruito. Questa è una delle condizioni basilari nella scelta dell'apparecchio e della cellula più opportuna. Inoltre occorre considerare attentamente anche le esigenze meccaniche dell'apparecchio e le condizioni esistenti nel luogo dello impianto. Infatti per evitare successivi inconvenienti è necessario considerare, in sede di progetto, i seguenti elementi: vibrazioni, umidità atmosferica, presenza di acidi, temperatura ambiente, dispersione della luce, ecc.

Fig. 2. - Risposta spettrale tipo S-4 della superficie catodica con alta sensibilità nella regione del violetto.

Fig. 3. - Risposta spettrale tipo S-1 della superficie catodica con alta sensibilità nella regione del rosso e dell'infrarosso.

Fig. 1. - Grafico comparativo tra le correnti di emissione delle cellule nel vuoto e delle cellule nel gas.

3. - CARATTERISTICHE E VANTAGGI DELLE CELLULE FOTOELETTRICHE CETRON.

Le cellule fotoelettriche CETRON vengono prodotte con i migliori materiali esistenti, con attenzione meticolosa e secondo standards estremamente rigidi. Come risultato le cellule CETRON sono nettamente superiori rispetto alle cellule fabbricate da altre industrie. Alcuni dei vantaggi sono i seguenti:

3.1 - *Lunga durata.* Le cellule CETRON sono studiate per consentire una

delle Cellule Fotoelettriche Cetron *

combinazione di alto rendimento e di lunga durata.

3.2 - *Alta emissione di corrente.* Le cellule CETRON, sensibili al rosso, hanno una elevata emissione nell'infrarosso ed una corrente di oscurità particolarmente bassa. Questa sensibilità viene assicurata da uno speciale processo di trattamento del catodo ed è importante quando la sorgente luminosa è una lampada a incandescenza, data la notevole quantità di radiazioni infrarosse.

3.3 - *Risposta lineare alla frequenza.* Una uniforme risposta della frequenza è un fattore altamente importante nella riproduzione del suono. Le cellule CETRON hanno una risposta quasi lineare sopra una banda molto larga di frequenze.

3.4 - *Non microfonicità.* Le cellule CETRON hanno disturbi microfonici estremamente bassi.

3.5 - *Bassa corrente di oscurità.* Le cellule CETRON aventi una curva di risposta tipo S-1 hanno una corrente di oscurità media inferiore a 10^{-10} A, la più bassa esistente nell'industria. Ciò è stato provato in diversi laboratori sperimentali U.S.A. Si è pure rilevato che subito dopo il livello dei disturbi, le cellule CETRON lavorano a una piccolissima emissione di luce, ottenendo risultati migliori che non altri tipi di cellule multiple ritenute sinora migliori nelle medesime condizioni d'impiego.

3.6 - *Risposta ai raggi infrarossi.* Ripetute prove eseguite su cellule di normale produzione indicano che le cellule CETRON, la cui superficie sensibile dà una curva di risposta del tipo S-1, hanno una maggiore sensibilità nella regione dell'infrarosso rispetto alle cellule di altra provenienza. A questo riguardo la netta superiorità delle cellule fotoelettriche CETRON è stata dimostrata in modo definitivo.

Fig. 4. - Curva di risposta media allo spettro dell'occhio umano. La sensibilità è massima nella regione del giallo.

Come detto sopra, le cellule fotoelettriche CETRON sono disponibili in numerosi tipi diversi sia nel vuoto che nel gas. La principale differenza fra i diversi tipi consiste sopratutto nella dimensione e nella forma dell'anodo e del catodo. Per ogni singola classe la sensibilità del catodo è quasi sempre la stessa nei tipi aventi la curva di risposta S-1 eccetto che nella cellula CE-58. Ciò avviene sopratutto quando il catodo è colpito da un pennello luminoso che non utilizza l'intera superficie sensibile. Naturalmente quando l'intero catodo viene colpito, l'emissione sarà superiore per il tipo avente il catodo maggiore. La scelta della cellula da impiegare è in funzione delle dimensioni rispetto allo spazio disponibile sull'apparecchiatura. Perciò sarà consigliabile di usare la cellula tipo CE-25 se lo spazio è limitato, la cellula CE-1 o CE-2 in caso contrario. Nella scelta del tipo di cellula da impiegare deve essere considerato anche l'angolo di incidenza della luce. Se si desidera che il pennello luminoso colpisca perpendicolarmente la testa della cellula, è opportuno l'impiego del tipo CE-22. La forma dell'anodo, che può essere rettangolare o lineare o a forma di « U », è determinata generalmente dall'esigenza di evitare gli effetti di oscurità sul catodo. La Continental Electric Co. ha realizzato queste cellule speciali per gli impieghi nei quali è necessario avere catodi privi di zone d'ombra.

Le cellule fotoelettriche CETRON, aventi una curva di risposta S-1, sia nel vuoto che nel gas, sono suddivise nelle tre seguenti classi.

TABELLA I. - **Suddivisione in classi della cellula Cetron**

Classe	Vuoto (*)
A/B	da 30 in su (v.m. 35)
C	da 22 a 30 (v.m. 25)
D	da 12 a 22 (v.m. 16)
Classe	**Gas (*)**
A/B	da 300 in su (v.m. 300)
C	da 125 a 200 (v.m. 160)
D	da 75 a 125 (v.m. 100)

(*) Corrente di emissione in microampere per lumen.

Le cellule fotoelettriche CETRON sensibili al violetto, aventi una curva di risposta S-4, sono suddivise in due classi di sensibilità, e cioè regolare (R) e selezionata (Q). La sensibilità di ogni classe dipende esclusivamente dal tipo di cellula fotoelettrica.

4. - CONDIZIONI D'IMPIEGO.

Gli zoccoli applicati sulle cellule fotoelettriche CETRON sono generalmente del tipo normale a 4 piedini, del tipo normale octal, del tipo a 5 piedini e del tipo a 3 piedini. Le cellule fotoelettriche CETRON non sono particolarmente influenzate dalle variazioni della temperatura; si consiglia tuttavia di non superare i 100° C per tutte le cellule e in particolare i 75 °C per le cellule aventi una curva di risposta spettrale del tipo S-4. La sensibilità di una cellula fotoelettrica è generalmente espressa in microampere per lumen. Nella scelta della sorgente luminosa è necessario tener presente non soltanto la quantità del flusso luminoso ma anche la temperatura di colore della luce, dato che la sensibilità della cellula fotoelettrica dipende anche dal colore della sorgente luminosa.

Per evitare l'esaurimento della cellula fotoelettrica, è opportuno di esporla alla minima illuminazione possibile. Le cellule aventi una curva di risposta spettrale del tipo S-1, soggette ad una luce solare intensa, perdono rapidamente la loro sensibilità anche senza essere sotto

TABELLA II. - **Valori limite a tensione di lavoro normale**

Risposta spettrale	Tipo	Illuminaz. max. candele per piede	Corrente catodica media μA/pollice	Corrente catodica di punta μA/pollice
S-1	Vuoto	30	10	100
S-1	Gas	20	15	100
S-4	Vuoto	30	10	100
S-4	Gas	88,5	5	100

(*) Le cellule fotoelettriche CETRON sono costruite dalla Continental Electric Co., rappresentata in Italia dalla Ditta Carlo Hruby di Milano.

tensione. In genere se le cellule sono esposte a luce diurna intensa o alla luce di tubi fluorescenti, si consiglia una speciale schermatura color ambra sulla cellula.

Queste cellule speciali possono essere fornite dietro specifica ordinazione, mentre questa schermatura consente una durata notevolmente superiore. La superficie sensibile del catodo recupera però in ogni caso la sua originaria sensibilità dopo un prolungato periodo di permanenza nell'oscurità. Si consiglia inoltre di usare la maggior superficie possibile del catodo onde evitare una illuminazione concentrata su un'area ristretta. Se durante il funzionamento non sono superati, a tensione di lavoro normale, i seguenti valori, la perdita rispetto alla sensibilità originaria sarà inferiore anche del 50 % dopo 500 ore di lavoro continuo senza interruzione. Mantenendo la tensione 20 V

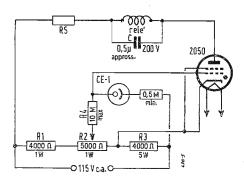



Fig. 5. - Esempio di circuito di cellula fotoelettrica combinata con un relè.

sotto alla tensione nominale di lavoro i valori riportati (Tab. 2) delle cellule nel gas possono essere sicuramente raddoppiati.

Riepilogando, la Continental Electric Co. dispone di cellule fotoelettriche nel vuoto e nel gas che hanno la loro maggiore sensibilità o nella regione dell'infrarosso e del rosso o nella regione del violetto e dell'ultravioletto.

Per un generale orientamento sulla scelta dei tipi, si consiglia di impiegare cellule nel vuoto quando si necessita di una grande stabilità dopo il primo impulso di funzionamento; le cellule nel gas sono invece più indicate quando è richiesta una elevata sensibilità.

Per evitare campi elettrostatici deviati si raccomanda inoltre una schermatura dei comandi fra la cellula e l'amplificatore o il tubo relè. Se è richiesta una risposta di frequenza lineare, i collegamenti devono essere più corti possibile per minimizzare la capacità di shunt del carico della cellula fotoelettrica. Nei circuiti fotoelettrici a relè o di misura, nei quali generalmente viene usata una limitata quantità di corrente e una debole illuminazione, la corrente di dispersione deve essere mantenuta entro limiti molto ristretti. La corrente di dispersione è soggetta a variazioni irregolari e può anche sopprimere l'effetto fotoelettrico. La dispersione può essere fortemente ridotta impiegando cellule aventi l'anodo o il catodo collegati al cappuccio, come per esempio il tipo CE-11 e CE-31.

*

Un Millivoltmetro

di A. L. Biermasz e A. J. Michels (Revue Technique Philips)

Si descrive un voltmetro elettronico per tensioni continue (tipo GM6010) nel quale un vibratore converte la tensione continua da misurare in una tensione rettangolare che viene amplificata in uno stadio successivo. Un secondo contatto del vibratore rettifica la tensione all'uscita dell'amplificatore e ne consente la misura con uno strumento a bobina mobile. Il movimento del vibratore è mantenuto da un sistema di eccitazione elettrodinamico il cui induttore fa parte di un circuito generatore elettronico. L'amplificatore e il generatore sono alimentati da una batteria a secco, in modo che lo strumento risulta indipendente dalla esistenza di una rete di alimentazione. Grazie a questa condizione, esso permette misure di tensione tra punti che si trovino a potenziali molto elevati rispetto a massa.

Prima del vibratore, nel circuito è previsto un attenuatore regolabile a 12 posizioni che consente letture con 300 - 100 - 30 - 10 - 3 - 1 - 0.3 - 0.1 - 0.03 - 0.01 - 0.003 - 0.001 V fondo scala. La resistenza d'ingresso risulta di 100 MΩ per le scale oltre 1 V e di 0,6 MΩ nella posizione 1 mV. Un filtro attenua l'eventuale componente alternata sovrapposta alla tensione continua da misurare.

***

Uno dei vantaggi presentati dal GM6010 rispetto gli ordinari voltmetri è evidentemente l'alta resistenza d'ingresso per la quale ad esempio, nella scala 1 mV e a deviazione totale, corrisponde una corrente e una potenza assorbite, rispettivamente di $1.5 \cdot 10^{-9}$ A e di $1.5 \cdot 10^{-12}$ W

Fig. 1. - Schema elettrico di principio del voltmetro elettronico GM6010 per tensioni continue. Z è l'attenuatore variabile; F il filtro passa basso; V_1 il vibratore che converte la tensione continua in una forma d'onda quadra; A l'amplificatore in alternata; V_2 il vibratore raddrizzante la corrente di uscita dell'amplificatore; A il microamperometro; O l'oscillatore che mantiene in movimento il vibratore. In basso sono rappresentate le forme d'onda nei vari punti dello strumento. In a è rappresentata la tensione continua da misurare con sovrapposta una componente alternata.

Di fronte al compito di progettare un voltmetro elettronico per tensioni continue, quale prima soluzione si pensa ad un amplificatore in continua e ad uno strumento a bobina mobile. Con un tubo normale nel primo stadio si può ottenere una resistenza d'ingresso assai elevata (dell'ordine dei 1000 MΩ). Ma, posta l'elevata sensibilità prevista (1 mV f.s.) l'inevitabile slittamento non può essere assolutamente tollerato: circa 0.3 mV per ora. Inoltre un amplificatore in continua richiede tensioni di alimentazione particolarmente stabilizzate. Ciò che rappresenta un inconveniente piuttosto grave per un'apparecchiatura portatile alimentata a pile.

Una soluzione più seducente consiste nel trasformare la tensione continua da misurare in una tensione alternata che a sua volta viene misurata per mezzo di un voltmetro elettronico ordinario.

Per la conversione della tensione continua in tensione alternata, si possono seguire due strade: un condensatore vibrante o un contatto vibrante.

Nel primo caso la tensione continua è applicata al circuito serie cosittuito da un resistore e dal condensatore vibrante, costituito da una armatura fissa e da una mobile, in aria. Un sistema rassomigliante a un altoparlante elettrodinamico alimentato da un generatore elettronico mantiene in vibrazione l'armatura mobile, in modo che la capacità varia periodicamente. Esattamente come in un microfono a condensatore, ai capi del condensatore risulta disponibile una tensione alternata di ampiezza proporzionale alla tensione continua applicata.

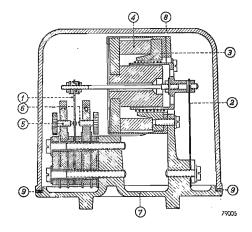



Fig. 2. - Sezione del vibratore. 1 e 2 sono le lamine vibranti mantenute in movimento da un sistema composto dalla bobina 3 e dal magnete 4. La lama 1 è alternativamente a contatto con le viti 5 e 6. Il tutto è protetto dalla cappa 7, montata con guarnizione di gomma 9, sulla base 8.

Elettronico per Tensioni Continue

I voltmetri elettronici per c. a. sono sufficientemente conosciuti. Facendo precedere uno di tali apparecchi di misura da un dispositivo capace di convertire una tensione continua in una tensione alternata si ha uno strumento presentante numerosi vantaggi di fronte ai normali voltmetri per c.c.

Il metodo ha il vantaggio di una resistenza d'ingresso molto elevata e può dare buoni risultati a patto che la tensione continua da misurare non sia troppo bassa.

Per questo motivo, nel progetto del GM6010 si è data la preferenza alla seconda soluzione. Il contatto vibrante corto circuita periodicamente l'ingresso dell'amplificatore di tensioni alternate e dà luogo, in tal modo, a una tensione quadrata che assume periodicamente il valore della tensione continua da misurare e il valore zero.

La tensione d'uscita dell'amplificatore deve essere misurata con uno strumento a bobina mobile e pertanto deve essere rettificata. A tale fine può essere utilizzato un secondo contatto vibrante che si apre e si chiude esattamente in fase o in opposizione di fase con il primo.

Lo schema di principio è riportato in fig. 1. L'aspetto esterno è quello della serie di voltmetri elettronici GM6000.

2. - IL VIBRATORE.

2. 1. - I contatti.

I due vibratori di fig. 1 sono combinati, nello strumento GM6010 in una unica lamina che vibra entro due contatti affacciati (fig. 2). Per evitare errori di misura, la commutazione deve essere assicurata senza trepidazioni e il tempo necessario alla lamina per passare dall'uno all'altro contatto deve essere piccolo rispetto al periodo (2 %). Nella costruzione del vibratore (controllato secondo lo schema di fig. 3) si devono avere cure particolari onde evitare possibili cause di errore. Tra queste ricordiamo:

2.1.1. La tensione termica susseguente al riscaldamento locale dei contatti a causa di urti ripetuti (1).

2.1.2. Il potenziale di contatto dovuto alla alterazione chimica dei materiali che costituiscono i contatti.

2.1.3. L'effetto susseguente all'azione della polvere e dell'umidità sui contatti.

Le cause di errore sopraelencate possono essere evitate riducendo la pressione di contatto, costruendo i contatti d'oro (meglio che non di platino o di radio) e sottraendo il vibratore all'azione di agenti atmosferici.

In tal modo si è ridotta la tensione residua dovuta alle cause sopraccennate a circa 20 ÷ 30 μV, tensione compensata nello strumento che qui descriviamo.

2. 2. - Il mantenimento della vibrazione.

La soluzione più semplice sarebbe quella di mantenere in funzionamento il vibratore con un sistema simile a quello di una suoneria elettrica. In questo caso però la lamina vibrante assume facilmente un modo di vibrazione diverso dal fondamentale ed è difficile non avere trepidazioni. Per questa ragione si è utilizzata una eccitazione elettrodinamica del tipo illustrato in fig. 2. La corrente alternata necessaria per la bobina di eccitazione è fornita da un tubo DAF41 in un circuito Hartley. Il circuito oscillatorio è costituito dall'induttore stesso, di cui la fig. 4 riporta lo schema equivalente. L'impedenza totale Z del circuito deve essere grande alla risonanza affinchè la condizione di oscillazione SZ = cost. sia verificata già con un valore basso della pendenza

Fig. 3. - *a*) Circuiti per il controllo del vibratore. Ai capi di r appaiono alternativamente le tensioni $+E$ e $-E$. L'oscillografo *Osc* deve fornire l'immagine (*b*) senza impulsi di corrente come in (*c*) e con una durata di commutazione pari a circa il 2 % del periodo T.

Fig. 4. - Circuito equivalente della bobina di eccitazione. Z_0 è l'impedenza di riposo della bobina.

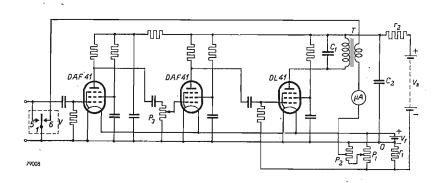



Fig. 5. - Schema semplificato dell'amplificatore e del vibratore. V è il vibratore, di cui 1 è la lamina mobile, 5 il contatto di corto-circuito e 6 il contatto rettificante. Il resistore r_1, percorso dalle correnti anodica e di schermo fornisce una tensione negativa di polarizzazione al tubo finale DL41 e fa in modo che, al cursore di P_1 sia disponibile una tensione sia positiva, sia negativa rispetto a massa. Per mezzo di P_1 si fa circolare (tramite il partitore P_2) una corrente ausiliaria nel microamperometro il modo da compensare esattamente la deviazione causata dalla tensione residua. Il potenziometro P_3 permette di variare l'amplificazione del secondo stadio.
In serie con la batteria anodica è inserita r_2 di 3900 Ω che serve a ridurre grandemente gli effetti di eventuali variazioni della resistenza interna della batteria in parola, C_2 è un condensatore di disaccoppiamento.

notiziario industriale

S del tubo generatore.

Nel caso in esame, l'induttanza propria L nello schema equivalente ha un valore 0.25 H e la capacità C un valore di 20 μF. La frequenza di risonanza risulta pertanto di circa 70 Hz. In corrispondenza a una frequenza così bassa, l'impedenza a riposo Z_0 della bobina equivale approssimativamente ad una resistenza di 880 Ω. L'impedenza totale della bobina vibrante alla frequenza propria è di circa 7000 Ω in modo che una piccola pendenza è già sufficiente a mantenere il regime oscillatorio. Un valore così elevato è stato possibile ottenere solo grazie alle misure prese per diminuire lo smorzamento. La potenza assorbita dal sistema elettromagnetico di eccitazione è di pochi milliwatt.

Fig. 6. - Attenuatore e filtro: R_1, R_2 ed R_3 sono tre gruppi di resistori montati a T selezionati da un commutatore a 12 porzioni.

3. - L'AMPLIFICATORE.

È costituito da tre stadi, il primo e il secondo muniti di tubi DAF41, e lo stadio finale di un DL41, a causa della linearità richiesta. Nel circuito anodico di quest'ultimo (fig. 5) è inserito il trasformatore di uscita. Il nucleo presenta un traferro, per evitare la saturazione dovuta alla corrente anodica (componente continua) che renderebbe la scala dello strumento non lineare. Il primario del trasformatore è quasi accordato sulla frequenza del vibratore da un condensatore in parallelo. Benchè la tensione all'ingresso abbia forma d'onda quadra, la tensione di uscita ha in tal modo una forma praticamente sinoidale. La capacità in parallelo ha influenza sulla fase della tensione di uscita ed è scelta, per una buona rettificazione, in modo che questa tensione passi per lo zero in corrispondenza al passaggio della lamina del vibratore da un contatto all'altro.

Sul secondario, in serie col vibratore, è posto uno strumento a bobina mobile, in grado di indicare anche la polarità della tensione da misurare.

4. - ALTRI ELEMENTI.

4. 1. - L'attenuatore.

Esso si compone di tre gruppi di resistori R_1, R_2 ed R_3 montati a T (fig. 6). Un commutatore che seleziona R_1, R_2 ed R_3 consente di scegliere le dodici portate soprariportate. La resistenza d'ingresso è massima (100 MΩ) nelle posizioni per le quali la deviazione massima delle dello strumento (fondo scala) è ottenuta con tensioni d'ingresso maggiori di 1 V. È minima in corrispondendza della posizione di massima sensibilità (0.6 MΩ)

L'errore massimo introdotto dall'attenuatore è di circa il 2 %.

4. 2. - Il filtro.

Subito a valle dell'attenuatore è posto il filtro destinato a eliminare l'ondulazione eventualmente presente nella tensione continua da misurare e che potrebbe dar luogo ad errori di misura. Il filtro è dimensionato in modo da attenuare 500 volte una tensione alternata a 50 Hz. A condizione però che la tensione alternata non superi i 5 V efficaci, giacchè in caso contrario, una tensione non più trascurabile verrebbe applicata all'amplificatore attraverso una capacità parassita. I condensatori di filtro dettero luogo, in sede di messa a punto del campione, a notevoli inconvenienti.

In origine si erano previsti condensatori di filtro con dielettrico di carta. Se, nell'utilizzazione dello strumento, si predispone in precedenza l'attenuatore sulla sensibilità desiderata, la tensione applicata ai condensatori di filtro non supera mai un millivolt. Se però, erroneamente, non si predispone l'attenuatore (e, ad esempio, viene applicata una tensione di 100 V quando lo strumento è regolato per 1 mV f.s.) ai capi dei condensatori di filtro si stabilisce una tensione ben maggiore di 1 mV.

Fig. 7. - Trascinamento di elettrico in un condensatore a carta. La figura mostra come la tensione V_n ai capi del condensatore decresce a partire dall'istante in cui essa raggiunge il valore di 650 μV. La tensione diminuisce ora molto più lentamente che non all'inizio, secondo una curva quasi esponenziale con costante di tempo. di 165 sec. Dopo cortocircuiti più o meno lunghi (A e B) la tensione V_r riprende il valore che essa aveva prima del corto circuito.

Lo strumento non ne soffre (in quando l'amplificazione cade notevolmente in caso di sovraccarico), ma la difficoltà è rappresentata dal fatto che la carica dei condensatori di filtro si annulla molto lentamente, cosicchè si rende necessaria una lunga attesa (più di un'ora) prima che l'apparecchio torni utilizzabile. La cosa è messa in evidenza dall'esperimento seguente. Un condensatore con dielettrico carta, di capacità 0.22 μF è caricato a 100 V, poi scaricato su una resistenza di 1.68 MΩ. All'inizio la tensione decresce, secondo la curva esponenziale prevista, con costante di tempo RC = 0.37 sec sino al valore di circa 1 mV. Poi la caduta ulteriore della tensione (fig. 7) continua molto più lentamente, circa con una costante di tempo di 165 sec, quindi pari a 500 RC. È necessaria più di un'ora affinchè la tensione residua cada a 10 μV (pari a una divisione della scala del GM 6010). Cortocircuitare il condensatore non serve a nulla, in quanto dopo l'esclusione del c.c. si ritrova all'incirca la tensione iniziale (A e B in fig. 7).

Il fenomeno è dovuto a una specie di trascinamento ionico, presente in misura diversa nei diversi dielettrici. Nel polistirene, esso, ad esempio, è 1/50 di quello che si ha nella carta.

Per questo motivo si sono esclusi i condensatori a carta, a favore di quelli con dielettrico di polistirene.

5. - TARATURA.

Lo strumento è munito di un dispositivo di taratura che consente il controllo delle tensioni di alimentazione: l'anodica che deve essere compresa tra 95 e 75V e la tensione di accensione che deve essere compresa tra 1.55 e 1.05 V. Un partitore di tensione costituito da resistori fissi fornisce una frazione determinata ($1/A$) della tensione di accensione V_f. Con apposito comando questa tensione (V_f/A) può essere applicata al vibratore. Agendo su P_3 (fig. 5), si regola allora l'amplificazione dello strumento fino a leggere nuovamente sullo strumento il valore V_f. Con ciò si è certi di aver regolato l'amplificazione al valore A per il quale si è proceduto alla taratura della scala.

(Trigger)

(1) I vibratori nuovi hanno superficie di contatto relativamente dolci. Nel corso della fabbricazione si fanno funzionare per un certo tempo e, all'inizio, le asperità superficiali microscopiche fondono, ciò che dimostra come si raggiungano sovraelevazioni di temperatura notevoli, anche se di breve durata.

Dopo il rodaggio le superfici di contatto divengono più levigate e più dure, tanto che non si riproducono ulteriori deformazioni meccaniche.

nel mondo della TV

Il Programma della NBC per la TV

« Durante l'anno testè concluso — così afferma Mr. Sarnoff della RCA — la NBC ha prodotto e telediffuso circa 50 diversi programmi a colori. Al presente sta per iniziarsi la fase commerciale della TV a colori.

Un certo numero di singole stazioni TV degli U.S.A. sono attualmente attrezzate per la produzione locale di programmi a colori ed altre lo potranno essere tra non molto.

Entro i primi mesi del 1955 contiamo che almeno 82 stazioni TV della rete della NBC siano intercomesse e attrezzate per la ritrasmissione in catena di programmi a colori. Allora, circa l'87 % delle famiglie attualmente servite dalla TV in tutti gli U.S.A. potrà essere compresa nell'area coperta dalla TV a colori della NBC. Con tale presupposto; con i programmi regolari di TV a colori che saranno irradiati dalla rete della NBC e quelli che potranno esserlo da altre organizzazioni; con i nuovi ricevitori con cinescopio tricomico da 21 pollici, si avranno tutti gli elementi basilari per un rapidissimo diffondersi della TV a colori nel corso del presente anno ».

L'Impianto di TVI nel Dinamitificio di Avigliana

(segue da pag. 47)

nettori multipli della serie standardizzata AN, e delle prese coassiali, che collegano il pilota al pannello (o leggio) di comando che si trova a fianco del monitore. Da questo partono anche tutte le linee diretta ai Box (e tramite questi alle telecamere), ed a lui fa capo la linea d'alimentazione rete (220 V), che poi raggiunge tutti gli altri elementi attraverso i cavi multipli di cui abbiamo accennato più sopra. Il leggio di comando è ricavato dalla stessa struttura del banco di controllo e telecomando che è anche sede di tutti gli strumenti di misura necessari al funzionamento ed all'osservazione a distanza delle macchine impastatrici.
Su esso si trova un commutatore selettore a cinque posizioni, che permette d'inserire le telecamere delle varie grotte, ed ha la posizione di riposo centrale, per consentire un rapido passaggio di commutazione anche tra la telecamera della prima e dell'ultima grotta. Nella fase sperimentale dell'impianto questo commutatore era sostituito da una pulsantiera a quattro inserzioni, ma essa si dimostrò insufficientemente robusta per un uso assolutamente sicuro da parte anche di personale non specializzato.
Sopra il commutatore d'inserzione telecamere, si trovano i comandi della tensione del target dell'iconoscopio, e del fuoco elettrico, che vengono regolati una volta tanto e sono poi ritoccati solamente per l'invecchiamento dei tubi o per la sostituzione di essi, durante ispezioni periodiche.
Quattro spie numerate indicano quale delle quattro telecamere sia inserita, mentre una lampadina centrale rossa dà l'informazione del regolare funzionamento dell'impianto. Lateralmente in basso sul leggio si trovano inoltre il jack telefonico dell'impianto di servizio, ed il pulsantino per la chiamata. L'ultima unità di questo impianto è il monitore, che si trova esattamente al centro del banco di comando. Esso è contenuto in un mobile metallico, dalla parte frontale del quale sporgono i paraluce che permettono il funzionamento anche in ambiente illuminato quale è generalmente il locale d'osservazione, per la necessità di poter controllare tutti gli altri strumenti.
Il monitore impiega un tubo cinescopio da 14 pollici, con trappola ionica ed equipaggiamento magnetico di deflessione e focalizzazione. Contiene inoltre due telai alimentatori, dei quali uno regolato elettronicamente e del tutto simile a quello montato sul pilota, descritto più sopra. Due ulteriori chassis completano l'unità, e sono l'amplificatore video ed il telaio di deflessione. Il circuito video comprende due stadi amplificatori di tensione a larga banda, impieganti due valvole EF80, e uno stadio amplificatore di potenza che impiega un tubo PL83; il segnale video ottenuto amplificato è applicato direttamente al catodo del cinescopio. Sul primo stadio un potenziometro funge da resistenza di griglia e permette variando questa, di ottenere una variazione del responso alle frequenze molto basse, in modo da correggere i segnali di nero tipici dell'iconoscopio. La larghezza di banda dell'amplificatore si aggira sui 4.5 MHz. Il segnale di cancellazione (blanking), è applicato sul catodo della prima EF80, ed è ottenuto da due segnali di controllo che provengono dal pilota e sono squadrati e mescolati per mezzo di una linea contenente due diodi al germanio del tipo 0A71. Un ulteriore diodo al germanio è inserito tra la prima e la seconda EF80, con le funzioni di limitatore. Il comando del contrasto agisce direttamente sul segnale video all'ingresso del monitore: il cavo coassiale proveniente dalla telecamera, giunge ad un potenziometro del tipo Ayston Perry 250 Ω, e da questo prosegue verso l'ingresso dell'amplificatore video.
Lo chassis di deflessione contiene invece un oscillatore bloccato verticale con il relativo amplificatore, impiegante un singolo tubo 12BH7, un multivibratore orizzontale che usa la valvola ECL80, la PL81 finale di linea con il relativo trasformatore di deflessione orizzontale e la PY81 damper. La tensione di 10 kV necessaria al funzionamento del cinescopio è ottenuta come normalmente dal trasformatore orizzontale ed è rettificata da una EY51. Un ulteriore valvola ECL80 amplifica i segnali di comando verticali ed orizzontali e genera gli impulsi di sincronismo che pilotano il multivibratore H ed l'oscillatore bloccato V, in modo da sincronizzarli alla frequenza del pilota. Tutti i comandi del monitore, ad eccezione del contrasto e della luminosità si trovano sul pannello posteriore e sono accessibili rimuovendo una lastrina di plexiglas. L'impianto televisivo industriale che abbiamo descritto, è completato da uno stabilizzatore meccanico che protegge l'impianto da sovraccarichi, quando — assai spesso — la tensione di rete supera di decine di volt il valore nominale.
Concludiamo facendo rilevare che l'importanza dell'impianto è determinata dal fatto precipuo che per la prima volta in Italia ed all'estero è in funzione un controllo televisivo in una delle lavorazioni più pericolose, quale è quella del petrinaggio della nitroglicerina. I nuovi impianti di questo genere che sono in allestimento, impiegano tubi da presa assai più sensibili dell'iconoscopio usato in questo primo impianto, ma hanno in comune con esso la concezione generale ed il sistema costruttivo.

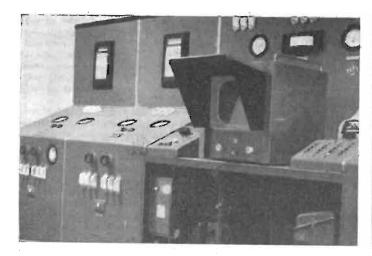



Fig. 8. - Il banco di comando dall'impianto di TVI di Avigliana. Al centro il monitore.

Fig. 9. - Durante la prove con il primo equipaggio sperimentale di TVI.

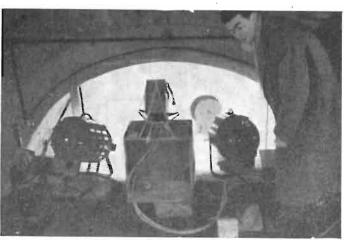
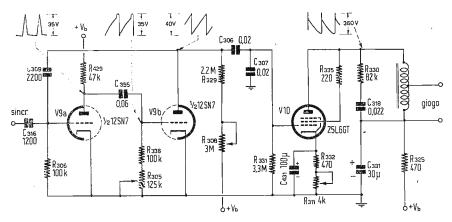



Fig. 1. - Circuito di deflessione verticale usato nel modello 21T4 della G.E.

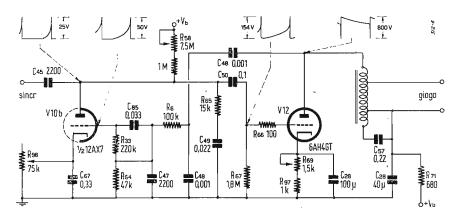



Fig. 2. - Diagramma schematico del sistema verticale dello Zenith 19L26.

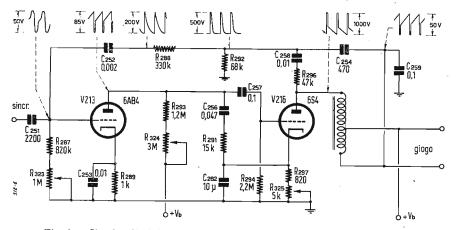



Fig. 3. - Circuito di deflessione verticale recentemente usato dalla Du Mont.

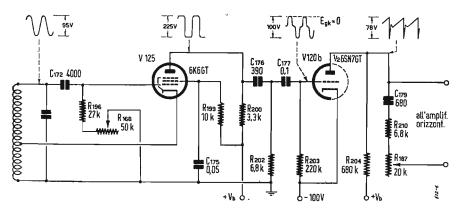



Fig. 4. - Circuito dell'oscillatore orizzontale usato dalla RCA nel modello 630.

Per comprendere più facilmente i circuiti che attualmente si impiegano nei circuiti di deflessione sia del verticale che dell'orizzontale sarà bene seguirne brevemente lo sviluppo attraverso il tempo.

I circuiti base sono i multivibratori ad accoppiamento di griglia o di catodo, uno o due oscillatori bloccati ed il tipo impiegato dalla *RCA Victor* detto «synchrolock» in cui il tipo di scarica è pilotato da un oscillatore continuo sinussoidale la cui forma è stata appositamente modificata.

Deflessione verticale.

Forme modificate del multivibratore ad accoppiamento di griglia e circuiti del tipo «sinchrolock» sono particolarmente usati: il primo per la deflessione verticale e il secondo per quella orizzontale. Per quanto riguarda la deflessione verticale non necessita un oscillatore particolarmente stabile sia perchè esso risente poco dei distubi, a causa del sistema di separazione degli impulsi di sincronizzazione, sia perchè una sua maggiore stabilità non sarebbe gradita dato che esso deve talvolta cambiare fase nel volgere di pochi periodi come può avvenire ad esempio quando si commuta il canale di ricezione. Con questo criterio si dovrà decidere fra il multivibratore e l'oscillatore bloccato poichè essi ammettono una variazione di fase fra un ciclo ed il successivo. L'ampiezza dell'impulso di sincronizzazione dipende dalle caratteristiche della valvola, dalle tensioni continue applicate etc. In particolare ogni progettista ha le sue preferenze particolari o per il multivibratore o per l'oscillatore bloccato.

Il passo più importante nei circuiti del verticale è stato l'aver ridotto il numero delle valvole o dei trasformatori. Ciò si può ottenere combinando l'oscillatore e l'amplificatore. Nei circuiti standard del tipo a multivibratore con accoppiamento di griglia un tubo è normalmente detto tubo di scarica. L'altro tubo è detto invece tubo di accoppiamento poichè esso riporta il segnale della placca della «valvola di scarica» sulla sua griglia in fase tale da produrre le oscillazioni.

La fig. 1 mostra un tipico multivibratore ad accopiamento di griglia e circuito amplificatore usato nel Mod. 21 T4 della G.E. C_{306} e C_{307} sono i condensatori, caricati tramite le R_{329} e R_{308}, sui quali si forma il dente di sega che si scarica attraverso la valvola V_{9b} (il tubo di scarica). V_{9a} è il tubo di accoppiamento. R_{308} è il controllo di altezza; R_{305} il controllo della frequenza che determina la costante di tempo di scarica di C_{355} e nello stesso tempo il periodo di interdizione della V_{9b}. V_{10} è il tubo amplificatore ed R_{311} il solito controllo di linearità.

Le forme di onda alla griglia ed alla placca del tubo di accopiamento ed alla griglia e placca del tubo amplificatore sono della stessa fase, ma quasi sempre di forma differente e di considerevole diversità in ampiezza. Può quindi essere possibile usare il tubo amplificatore come tubo d'accoppiamento, portando un segnale dalla sua placca alla griglia del tubo di scarica operando in modo tale, attraverso una rete opportuna, da ridurre l'ampiezza e cambiare la forma d'onda.

I vari progetti differiscono l'uno dall'altro principalmente nel tipo di rete introdotta per ridurre e modificare l'im-

Quanto v'è di Nuovo nei circuiti di Deflessione per Ricevitori TV *

di John K. Frieborn

pulso pilotante il tubo di scarica e nel punto in cui gli impulsi di sincronizzazione sono introotti.

I multivibratori convenzionali ad accopiamento di griglia hanno usualmente un impulso di sincronizzazione negativo applicato alla griglia del tubo di accopiamento. Nel circuito equivalente combinato detti impulsi sono applicati alla griglia della combinazione tubo amplificatore e di accopiamento. I ricevitori *Zenith* 1953 e 1954 che usano i telai della serie « L » sono fra i tipici che usano tali circuiti. La fig. 2 mostra un diagramma schematizzato. In tale circuito la V_{10b} è il tubo di scarica e la V_{12} è la combinazione del tubo di accopiamento ed amplificatore. C_{49} è il condensatore di formazione del dente di sega il quale si carica attraverso la R_{58} (controllo di altezza) e si scarica attraverso la V_{10b} . R_{65} è la resistenza su cui si forma la componente rettangolare del dente di sega. Gli impulsi di sincronizzazione negativi sono applicati attraverso C_{45} e C_{50} alla griglia del tubo amplificatore, e di accoppiamento e gli impulsi positivi sono riportati alla griglia del tubo di scarica tramite una rete di divisione e di deformazione costituita da C_{48}, R_6, R_{33}, C_{85}, R_{64} e C_{47}.

Una particolarità di tale circuito è il controllo di frequenza nel circuito catodico invece che nel circuito di griglia del tubo di scarica. Qui il condensatore C_{67} è caricato da ambedue e correnti, quella di placca e quella di griglia invece che dalla sola corrente di griglia. Aumentando il valore della resistenza R_{98} si aumenta il tempo di scarica del condensatore e si riduce la frequenza.

Alcuni telai recenti della Du Mont quali RA-166, 167, 306 e 307 usano il circuito di fig. 3. Qui V_{213} è il tubo di scarica e V_{216} è il tubo amplificatore e di accopiamento . C_{256} è il condensatore su cui si forma il dente di sega. I controlli di formato linearità e frequenza sono quelli convenzionali. La controreazione dall'amplificatore al tubo di scarica avviene attraverso la rete costituita da C_{258}, R_{296}, R_{292} R_{288} e C_{252}. Gli impulsi di sincronizzazione sono positivi e applicati dal tubo invertitore alla griglia del tubo di scarica tramite una rete di integrazione.

Deflessione orizzontale

Nella deflessione orizzontale la stabilità di frequenza è una cosa assai desiderabile perchè ciò riduce gli effetti dei disturbi. I circuiti, i quali rigettano i soli impulsi di sincronizzazione verticale, fanno passare i disturbi assieme agli impulsi di sincronizzazione orizzontale causano false partenze dell'oscillatore se gli impulsi sono applicati direttamente. Una soluzione assai comune è di usare il noto sistema di sincronizzazione volano o controllo automatico di frequenza. Ciò consiste in un circuito che compara la fase ed in un circuito controllante la frequenza. Il primo produce una tensione, sostanzialmente continua, la di cui ampiezza e polarità dipende dall'ampiezza e dal senso della differenza di fase fra gli impulsi di sincronizzazione trasmessi e le forme d'onda del ricevitore. Il secondo circuito varia la frequenza dell'oscillatore in accordo con la tensione di uscita da discriminatore di fase. Poichè la tensione di controllo è continua con delle lente variazioni (cioè una componente alternata di bassa frequenza) può essere fatta passare attraverso un filtro passa basso il quale rimuove quasi completamente i disturbi. Se ciò accade l'oscillatore è immune dai disturbi, ma non può variare rapidamente la sua frequenza se è necessario. Tale sistema è soddisfacente solamente se vengono tollerate delle variazioni lente, cioè se gli impulsi ricevut e l'oscillatore sono relativamente stabili. Poichè una sincronizzazione « volano » richiede un oscillatore stabile, la via più naturale da seguire nelle semplificazioni è l'uso di circuiti oscillanti stabili. La stabilità di un multivibratore o di un oscillatore bloccato può essere migliorata aggiungendo un circuito risonante parallelo accordato alla frequenza del dente di sega desiderato. Ciò avviene in molti ricevitori e sembra essere abbastanza soddisfacente quando è combinato con un buon sistema di controllo automatico di frequenza. Il tipo più stabile di generatore di dente di sega è però quello in cui il tubo di scarica è pilotato dall'uscita deformata di un oscillatore sinussoidale; la sua frequenza è principalmente determinata dall'induttanza e capacità del circuito oscillante e non è interessata eccessivamente dalle caratteristiche del tubo, tensioni, etc. Il circuito più vecchio di questo tipo è quello usato nel *RCA* 630 di fig. 4. Pur essendo molto noto sarà opportuno rivederlo per poi confrontarlo con i tipi più recenti. La V_{125} è un oscillatore Hartley. Lo schermo della 6 K 6 GT agisce come la placca del circuito oscillante. Fra la griglia schermo ed il catodo come pure fra la griglia controllo ed il catodo della 6 K 6 GT si producono oscillazioni approssimativamente sinussoidali. Una sinussoide non è utilizzabile per una accurata sincronizzazione perchè essa non varia in ampiezza abbastanza rapidamente e quindi essa deve essere trasformata in un stretto impulso. Ciò si può ottenere in due passaggi. Nel primo le oscillazioni fra griglia 1 e schermo sono abbastanza ampie da portare la corrente di placca dalla saturazione all'interdizione e quindi si ha praticamente una sinnussoide limitata e cioè un impulso. Nel secondo tale impulso viene fatto passare attraverso una rete differenziatrice in modo da ottenere degli impulsi positivi e negativi essendo la rete costituita da C_{176} e R_{202}. Nel circuito di griglia del tubo di scarica V_{1205} si produce un'autopolarizzazione (grazie alla lunga costante di tempo di C_{177} e R_{203}) la quale fissa i picchi positivi ad una tensione nulla fra griglia e catodo. La tensione fra picco e picco degli impulsi è abbastanza grande da porre gli impulsi negativi oltre l'interdizione della valvola stessa. Il tubo di scarica conduce quindi solamente durante gli impulsi positivi per scaricare così il

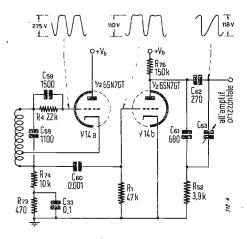



Fig. 5. - Circuito dell'oscillatore orizzontale mostrante una semplificazione del circuito di Fig. 4.

condensatore C_{179} su cui si forma il dente di sega. La frequenza del dente di sega è esattamente come quella dell'oscillatore sinussoidale.

La prima semplificazione del circuito sopra citato è stata quella di sostituire il triodo con la 6 K 6 GT. Sia la *G.E.* che, la *Zenith* hanno usato tale sistema in molti loro modelli. Nel telaio 19 L 26 della *Zenith* ad esempio (fig. 5) per ottenere all'uscita la forma deformata di sinussoide richiesta la si preleva non dal circuito di placca, ma da una resistenza attraverso cui scorre la corrente di placca. In tale circuito la resistenza sopra detta è la R_{74} posta nel circuito di catodo. C_{60} e

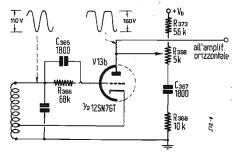



Fig. 6. - Oscillatore orizzontale usato nel modello 21T5 della G.E. ed in altri tipi di ricevitori.

(il testo segue a pag. 56).

(*) *Radio & Television News*, gennaio 1955, vol. 53, n. 1.

sulle onde della radio

Angola

Una nuova stazione trasmittente è stata messa in servizio in Angola la « Radio Ecclesia » (Emissora Catòlica de Angola). La stazione è dislocata a Luanda ed opera su 7260 kHz dalle 10.00 alle ore 24.00.

Argentina

« Radio El Mundo » - Maipù-555-Buenos Aires, trasmette dalle seguenti stazioni: 11.30-05.00 su LR1(1070 kHz-50 kW) e LRX(9660-7,5 kW). 14.00-17.00 su LRX1 (6120-10 kW), 22.00--05.00 e LRU (15290-7,5kW) 11.30-15.00, 18.00-22.00.

Australia

Dal 10 Dicembre Radio Australia ha messo in onda i suoi programmi del mattino usufruendo di una nuova frequenza: 9500 kHz. Questi programmi diretti all'Europa sono stati ascoltati benissimo.

Brasile

Una nuova stazione « Radio Progresso » opera su 4775 kHz. L'indirizzo è Caixa Postal 2071 - Sao Paulo.

Bulgaria

La Radio Bulgara ha adottato nuove frequenze e nuovi orari dal 1° Gennaio. Nel prossimo numero daremo una esatta scheda dei programmi.

Canada

La stazione CHU dell'Osservatorio di Ottawa irradia continuamente i segnali orario sulle tre frequenze seguenti:

3330 kHz - 0,3 kW.
7335 kHz - 3,0 kW
14670 kHz - 0,3 kW

Nell'occasione del 10° anniversario di Radio Canadà, la prima trasmissione ufficiale avvenne il 1° Febbraio 1945, desideriamo far pervenire al Servizio Internazionale di Radio Canadà i nostri migliori auguri. Ricordiamo che le trasmissioni di Radio Canadà dalla fine della seconda guerra mondiale si sono arricchite di notiziari e di commentari, e di corrispondenze radiofoniche diverse, volte a dare agli ascoltatori di altri paesi un quadro preciso ed interessante del Canadà. Durante il mese di Febbraio e Marzo saranno presentate le seguenti rubriche:

Domenica: Aspetti religiosi del Canadà. Cronaca spicciola. Programmi dei passato.
Martedì: Cronache Italo-Canadesi. Il Canadà sui giornali italiani.
Giovedì: Pagina femminile. Rassegna della stampa.

Continueranno ad essere trasmesse e saranno ampliate notevolmente:

Lunedì: Commentario politico. Il microfono ai paisà.
Mercoledì: Dall'Atlantico al Pacifico.
Venerdì: Ricerche della medicina canadese, musica e folklore.
Sabato: Risposte agli ascoltatori italiani. Luci sulla NATO.

Durante i mesi di Febbraio e Marzo le trasmissioni avverranno ogni giorno dalle ore 21.30 alle 22.00 dalle stazioni CHOL 25.60 m e CKLO 31.15 m.

Canada

Dal 2 Gennaio Radio Canadà ha rimpiazzato le frequenze di 6060 (CKRZ) con 6160 (CHAC) dalle ore 20.00 alle ore 22.30.

Dahomey

La stazione « Radio Cotoneau » (Post Office 366- COTONEAU) opera su 7190 kHz, con la potenza di 0,28 kW e su 1480 (1 kW) alle seguenti ore: 07.30-08.00, 18.00-20.15. La trasmissione delle notizie in lingua Francese avviene alle ore 19.45.

Egitto

Radio Cairo ha adottato nuovi orari dal 1° Gennaio. Oramai i programmi della Radio Egiziana ci pervengono con una regolarità degna della Radio Svedese che perviene con una esattezza ineguagliabile. Il Programma Europeo della Radio Egiziana su 9475 kHz porta: Inglese 19.00-20.00. Francese 20.00-21.00, al Sabato questa trasmissione termina alle ore 23.00.
Il programma Italiano trasmesso da Radio Cairo non ha subìto modificazioni.

Eritrea

L'Armed Forces Radio Service (Militare U.S.A.) tramette dalla Eritrea da Radio Asmara su 1000 kHz - 0.050 kW dalle ore 04.30-24.00.

Isole Canarie

« Radio Atlantico » è una nuova stazione che trasmette dalle Isole Canarie sull'onda di metri 31.85 (frequenza di 9420 kHz). Però desideriamo avvisare l'amico lettore che questa stazione pur annunciandò 9420 kHz trasmette su 9427/9424 con una variazione forte sulla frequenza in lista. Annuncia: Radio Atlantico en Las Palmas de Gran Canarias, España.

Isole del Capo Verde

« Radio Club de Cabo Verde » in Praia trasmette con il seguente orario: dalle ore 21.00 alle ore 23.00 sulla frequenza di 7397 kHz ed in parallelo su 3925 kHz.

Isole Leeward

La stazione « Radio Montserrat » trasmette in Inglese su 3255 kHz, 0,075 kW, dalle ore 21.00 alle ore 21.30 alla domenica ed al Mercoledì dalle 19.15 alle 19.30 e dalle ore 20.00 alle 20.30.

Italia

Alcuni lettori ci hanno scritto pregando di confermare se la RAI trasmette il Terzo programma anche su onde corte. Rispondiamo:
La RAI trasmette tutti i suoi programmi anche ad onde corte:
1° Programma (Nazionale) su 6190 e 9420 kHz (Caltanissetta);
2° Programma (Regionale) su 7175 kHz (Palermo);
3° Programma (Culturale) su 3995 kHz (Roma).
Le lunghezze d'onda in metri sono:
1° Programma: metri 48,47 e 31.85
2° Programma: metri 41.81
3° Programma: metri 75.09
Circa le stazioni che disturbano queste frequenze possiamo dirle quanto segue:
onda di metri 48.47:

Monaco di Baviera	100 kW
Lisbona	100 kW
Mosca	100 kW
Vaticano	550 kW
B.B.C. (Londra)	100 kW

quindi questa frequenza è molto disturbata.
Onda di metri 31.85:

B.B.C. (Londra) GRI	100 kW
Radio Atlantico	5 kW

questa frequenza è ascoltabile in buona parte delle ore di trasmissione con molta facilità.
Onda di metri 41.81:

Radio Europa Libera	100 kW
Radio Warsavia	100 kW
Tangeri WTAN	5 kW
Mosca	100 kW

Onda di metri 75.09: la frequenza è libera.

Mozambico

La stazione regionale di Mozambico « Radio Club de Mocambique dislocata a Nampula opera su 1213 kHz (0,3 kW) dalle 11.00 alle 12.00 e dalle 17.30 alle 19.30. Le trasmissioni ad onda corta da parte della stessa stazione avvengono su 6152 kHz(1 kW) dalle ore 11.00 alle ore 12.00. Un'altra trasmissione avviene alle ore 17.30 per la durata di due ore: in inverno su 3535 kHz e su 4930 kHz in estate.

Nigeria

Le trasmissioni del « Nigerian Service » avvengono con una trasmittente di 2,5 kW di potenza sulla frequenza di 3970 kHz. La trasmissione inizia alle ore 15 — ora italiana — ed ha termine alle ore 23.00. Il nominativo della stazione: ENUGU.

Somalia (Italiana)

Radio Mogadiscio trasmette un programma in Italiano e Somalo su 7383 kHz - 40.63 m - 0.300 kW. I programmi vengono irradiati alle seguenti ore:

Italiano: 10.45-11.30 e 18.00-19.00
Somalo: 14.15-16.15 e 17.00-18.00

Stati Uniti d'America

L'ultima scheda dei programmi della stazione di Radio Boston (« La Voce della Libertà - The Voice of Freedom »):
Per l'Europa: 21.00-2245 (escluso Sabato) su 11780-15280

Olandese: Domenica 21.00-21.15
Svedese: Lunedì 21.00-21.30
Norvegese: Martedì 21.00-21.30

tutti gli altri programmi vengono trasmessi in Inglese.
Questa stazione trasmetteva anche in lingua italiana ma da qualche mese ha sostituito la lingua Italiana con altra.
Per l'America Latina: 00.15-03.00 (Sabato Domenica 02.00), su 9665-11780-15350.

Inglese: 24.00-01.15
Spagnolo: 01.15-03.000 (Sab. Dom. 02.00)
Portoghese: al Lunedì ed al Venerdì

Stati Uniti d'America

Ci viene annunciato il cambiamento di nominativi della « The National Broadcasting Company » che erano WRCA e KRCA. I nuovi sono WNBC e KNBH.

Tangeri

La stazione di WTAN apprezza moltissimo i rapporti di ricezione che le pervengono e risponde ai gentili ascoltatori che si interessano di far pervenire le notizie sulla ricezione dei programmi di tale stazione. La trasmissione avviene ora anche su 7175 kHz dalle ore 23.00 alle ore 23.30 in inglese.

Turchia

La trasmissione dalla Radio Turca in lingua Italiana avviene dalle ore 20.30 alle ore 21.00 sulla lunghezza d'onda di 31.70 m - 9465kHz

(Antonino Pisciotta)

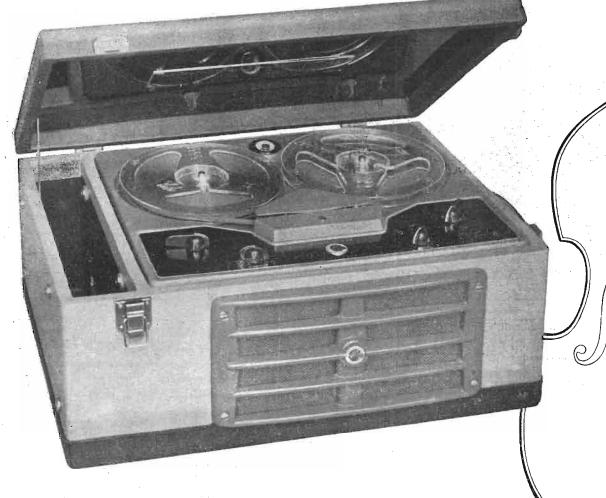
rassegna della stampa

(segue da pag. 55)

R_1 servono per differenziare la forma d'onda.

Un ancor più semplice circuito è quello impiegato in molti modelli della *G.E.* La fig. 6 mostra lo schema impiegato nel modello 21T5 . V_{135} è una combinazione di un oscillatore sinussoidale ed un generatore di denti di sega. La formazione di ambedue le forme d'onda avviene perchè si hanno due circuiti in serie fra il catodo e la placca del tubo. La forma sinussoidale appare ai capi del circuito oscillante L_{351} - C_{320} e la parte più bassa della bobina dell'oscillatore nel circuito fra placca e catodo. In tale circuito vi è anche la resistenza R_{368}, una parte della R_{388} e la capacità C_{367}. Un impulso di tensione appare sulle resistenze e sul condensatore dove si forma un dente di sega. R_{373} e la parte rimanente di R_{388} formano la resistenza attraverso cui si carica il condensatore C_{367}. Spostando la presa su R_{388} verso + B si diminuisce la resistenza di carica, così aumenta la resistenza di picco ed in tal modo si aumenta anche l'ampiezza del picco negativo all'uscita dell'oscillatore.

(dott. ing Giuseppe Rebora)

alta fedeltà

REGISTRATORE A NASTRO G 250-N

- **Risposta:** lineare ± 3 dB da 65 a 9000 Hz; ± 6 dB da 40 a 12.000 Hz.
- **Velocità del nastro:** 19 cm. al minuto secondo (7,5 pollici circa).
- **Registrazione:** su metà banda.
- **Durata di una bobina:** 1 ora, con inversione della bobina.
- **Potenza di uscita:** 4,5 W.
- **Attacchi:** per microfono, per radio o fono, per altoparlante sussidiario, per amplificatori esterni.
- **Alimentazione:** a CA 50 Hz; 110, 125, 140, 160, 220 V. Potenza assorbita: da fermo 55 VA, in moto « avanti » 95 VA; in moto « riavvolgimento » oppure « avanti rapido » 120 VA.
- **Peso:** kg. 16 circa.

GELOSO

GELOSO - RADIO & TV
MILANO - VIALE BRENTA, 29

energo
Super

Sintolvox televisione

STRUMENTI

INDEX

PER TUTTE LE

APPLICAZIONI

INDEX

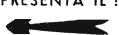
S. R. L.

FABBRICA STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

MILANO · VIA NICOLA D'APULIA, 12 - TEL. 243.477

TORINO – Via Carena, 6

Telefono: N. 553.315

PRESENTA IL :

Telerama!

" Il TV che ognuno brama "

Compendio del Progresso Tecnico Mondiale

Chiedete prospetti della produzione di Radioricevitori e Televisori 1954-55

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A. - MILANO Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

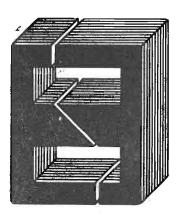
La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per le lavorazioni speciali e di grande serie

---

LA MARCA MONDIALE IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI NEGOZI

TASSINARI UGO

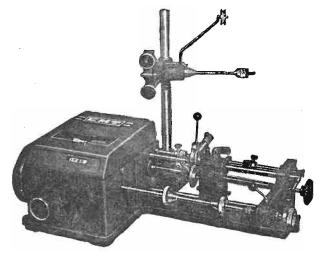
VIA PRIVATA ORISTANO 14 - TEL. 280.647

MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

RMT

MACCHINE BOBINATRICI

VIA PLANA 5
Telef. 88.51.63

TORINO

Richiedeteci listini preventivi per questo ed altri modelli

Concessionaria:

RAPPRESENTANZE INDUSTRIALI

Via Privata Mocenigo 9 - Tel. 573.703 - MILANO

CESA s. r. l.

CONDUTTORI ELETTRICI SPECIALI - AFFINI

MILANO

Via Conte Verde N. 5 - Telefono N. 606 380

Filo Litz
Fili smalto seta
Conduttori isolati in cloruro di polivenile
Conduttori isolati in politene
Conduttori schermati
Cordini flessibili per alimentazione

Per tutte le applicazioni radio, televisive e telefoniche

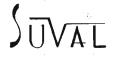
A/STARS di ENZO NICOLA

TELEVISORI PRODUZIONE PROPRIA
e delle migliori marche
nazionali ed estere

Scatola montaggio ASTARS a 14 e 17 pollici con particolari PHILIPS E GELOSO
Gruppo a sei canali per le frequenze italiane di tipo « Sinto-sei »
Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni
Parti staccate per televisione - M.F. - trasmettitori, ecc.

A/STARS Corso Galileo Ferraris, 37 - TORINO - Tel. 49.507
Via Barbaroux, 9 - TORINO - Telefono 49.974

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA

DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

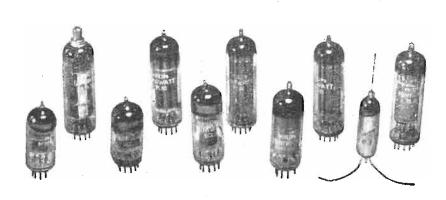
ESPORTAZIONE N TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA "PHILIPS"

Sede: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44 330-48.77.27
Stabilimenti: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - BREMBILLA (Bergamo)

televisione PHILIPS

La serie dei cinescopi PHILIPS si estende dai tipi per proiezione ai tipi di uso più corrente per visione diretta. I più recenti perfezionamenti: **trappola ionica, schermo in vetro grigio lucido o satinato, focalizzazione uniforme** su tutto lo schermo, ecc., assicurano la massima garanzia di durata e offrono al tecnico gli strumenti più idonei per realizzare i televisori di classe.

La serie di valvole e di raddrizzatori al germanio per televisione comprende tutti i tipi richiesti dalla moderna tecnica costruttiva.

La serie di parti staccate comprende tutte le parti essenziali e più delicate dalle quali in gran parte dipende la qualità e la sicurezza di funzionamento dei televisori: **selettori di programmi, trsformatori di uscita, di riga e di quadro, gioghi di deflessione e di focalizzazione,** ecc.

cinescopi • valvole • parti staccate TV

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - UNIONE TIPOGRAFICA Via Pace 19

STRUMENTI DI GRANDE PRECISIONE

TRIPLETT

ELECTRICAL INSTRUMENT CO. - BLUFFTON, OHIO

PER L'INDUSTRIA ED IL SERVIZIO RADIO - TV

GENERATORE SWEEP con MARKER INCORPORATO

MOD. 3434 A

Generatore spaz zelato fino a 12 MHz Frequenze comprese fra 0 e 240 MHz divise in tre gamme Con
trollo per la minima distorsione della forma
d'onda di sweep Alta uscita per l' allineamento
stadio per stadio. Marker stabilizzato e con scala
a specchio per maggiore precisione. Frequenze
divise in tre gamme: 3,5-5MHz; 19,5-30MHz; 29
50MHz in fondamentale; fino a 250MHz in ar-
monica Marker a cristallo per doppio battimen-
to Battimento sulla curva a "pip" o a "dip"
Modulazione a 600 Hz sia sul cristallo che sul
Marker per usare lo strumento quale generatore
di barre

ANALIZZATORE UNIVERSALE

Mod. 625 NA.

Alta resistenza interno Indice a coltello su scala a specchio. 2 sensibilitá in cc.: 10000
Ohm V e 20 000 Ohm V 10 000 Ohm V in
ca 39 campi di misura. Tensioni continue
tra 0 e 5000 V in 10 portate; tensioni alter-
note tra 0 e 5000 V in 5 portate; Misure
di corrente tra 0 e 10 A. a 250 MV in 6
portate (1a portata 50 microampere f s.)
Misure di resistenza tra 0 Ohm e 40 Mohm
in 3 portate.

VOLTMETRO ELETTRONICO

Mod. 650

Alta impedenza d'ingresso (11 Mohm) 32 campi di misura: cc tra 0 e 1000 V in 7 portate; ca. e RF. tra 0 e 500 V. in 6 portate; picco a picco tra 0 e 1400, in 7 portate; Ohm tra 0 e 1000 Mohm in 6 portate;
Decibel riuniti in tabelle di riferimento
Campo di frequenza tra 15 Hz e 110 MHz
Zero centrale Commutatore unico.

OSCILLOSCOPIO 5"

Mod. 3441

Amplificazione verticale in push-pull per una migliore risposta di frequenza Larghezza di banda di 4 MHz per una migliore resa in TV e negli usi industriali. Sensibilità verticale pari a 0,01 V pollice ovvero 10 MV pollice. Uscita del dente di sega direttamente prelevabile dal pannello e utilizzabile come segnale di bassa frequenza tra 10 e 60 KHz. Analisi indistorta dell'onda quadra fino a 300 KHz per le applicazioni elettroniche. Amplificazione orizzontale in push-pull e sensibilità pari a 0, 15 RMS pollice per particolari applicazioni industriali Controllo diretto della tensione picco a picco fino a 1000 V per un migliore e più rapido servizio in TV Controlli doppi per la perfetta messa a fuoco su tutto lo schermo.

GENERATORE SWEEP

Mod. 3435

Usato in connessione ad un buon generatore di se-
gnali modulato in ampiezza, riunisce in sè le carat-
teristiche del Mod. 3434 A.

WATTMETRO

Mod. 2002

Indica con la massima precisione la potenza assorbita da apparecchiature industriali, applicazioni elettrodomestiche, ecc. durante il loro funzionamento sia in cc che in ca tra 25 e 133 Hz Lettura
contemporanea ed indipendente su 2 scale distinte del-
l'assorbimento e della tensione per il controllo della stes-
sa sotto carico Ampio margine di sicurezza per il sovrac-
carico iniziale dei motori. Portate: 0-1500-3000 Watt cc.
ca. a 10 A. normale, 20 A. massimo. 40 A. carico istan-
taneo. 0-130-260 V cc ca.

SONDA MOLTIPLICATRICE PER A.T.

Mod. T79B-107

Utilizzabile per misure di tensioni fino a 50 KV c.c in connessione al Voltmetro Elettronico Mod. 650

SONDA A CRISTALLO

Mod. 9989

Utilizzabile con l'oscilloscopio Mod 3441 per tracciare i segnali degli stadi TV - Radio MF - AF e per demodulare portanti modulate in ampiezza comprese fra 150 KHz e 250 MHz.

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

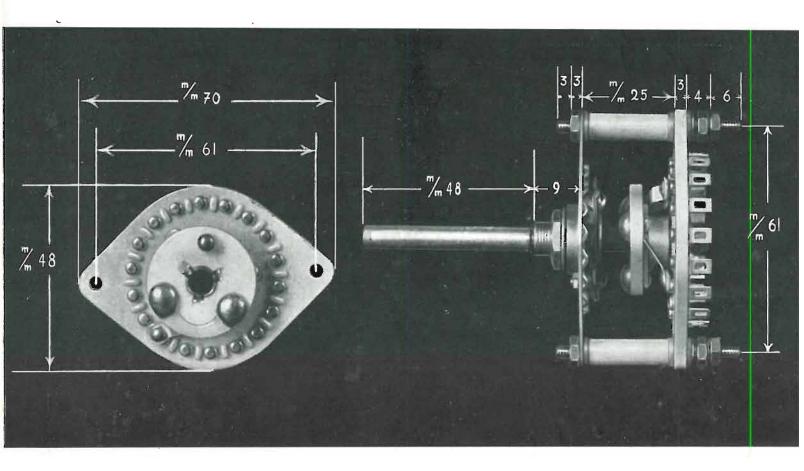
PASINI & ROSSI - GENOVA

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) - Telef. 83-465 - Telegr PASIROSSI

TORINO - OGAR - Via Montevecchio, 17
TRIESTE - V. CARBUCICCHIO - Via Machiavelli, 13
REG. E. - A. RIGHI - Via Bell'Aria, 8
FIRENZE - Radio A. MORANDI - Via Vecchietti, 8 r
CHIETI - Cav. V. AZZARITI - Via De Lollis, 2

NAPOLI - Dott. A. CARLOMAGNO - P Vanvitelli, 10
REGGIO CALABRIA - B. PARISI - C.so Garibaldi, 344
CATANIA - Cav. F. PULVIRENTI & F. - Via Cosentino, 46
CAGLIARI - A. COSTA - Via Sonnino, 106

A DIVISION OF GLOBE-UNION INC.

MILWAUKEE U. S. A.

SERIE JV 9000

Il commutatore di potenza CENTRALAB tipo JV è destinato a soddisfare le esigenze della media ed alta potenza, indicatissimo per la sua lunga durata occorrente in apparati trasmittenti per controlli industriali, strumenti di laboratorio, convertitori di tensione e per molte altre speciali applicazioni. Le caratteristiche sono:

Valutazione di potenza:

valutato a 750 Watt sul livello del mare, a 1000 mt di altezza 375 W è stato usato oltre i 20 MC/sec.
La prova è di 3000 V - solidi contatti coniati in argento.
Per operazioni a bassa perdita, ad alte frequenze ed alti voltaggi.
Il contatto pulito significa la sua più lunga durata.
Ogni contatto o clip è allineato e la pressione del contatto è individualmente aggiustata con accuratezza.
Il perno di manovra e il gambo quadrati e solidi (3/16") sono tenuti strettamente nel rotore dalla molla adatta

---

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

Soc. r. l. **LARIR** - MILANO - Piazza Cinque Giornate 1 - telefoni 79.57.62 - 79.57.63